



PROYECTO FIN DE CARRERA

ESTUDIO DE UN PROCESADOR PARA LA IDENTIFICACIÓN DE FRECUENCIAS DE MICROONDAS MEDIANTE MEDIDAS DE DIFERENCIA DE FASE

Autor: Eduardo Oreja Gigorro

Tutor: José Luis Vázquez Roy

Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones. Sistemas de Telecomunicación
Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

A mis padres, por todo su apoyo.

A Cristina, por animarme siempre a realizar este proyecto y estar a mi lado.

Agradecimiento a Indra Sistemas S.A. por la ayuda prestada en la construcción y medidas del proyecto, especialmente a mis responsables Antonio Bódalo Márquez y Carlos Cilla Hernández.

ÍNDICE

1. Introducción	11
2. Introducción a receptores de guerra electrónica.....	13
2.1. Introducción	13
2.2. ¿Qué es la guerra electrónica?	14
2.3. ECM	16
2.4. ECCM	17
2.5. ESM.....	18
2.5.1 Tipos de receptores ESM.....	18
2.5.1.1. Crystal Video Receiver (CVR)	19
2.5.1.2. Receptor sintonizado superheterodino.....	20
2.5.1.3. Receptor Microscan	20
2.5.1.4. Receptores canalizados	21
2.5.1.5. Receptor acusto-óptico	22
2.5.1.6. Receptor de medida de frecuencia instantáneo (IFM).....	23
2.5.2 Radar Warning Receiver (RWR).....	24
3. Objetivos, especificaciones y fases del proyecto.....	25
4. El detector de fase AD8302	27
4.1. Introducción	27
4.2. Teoría de funcionamiento y estructura del detector	28
4.2.1 Modos de funcionamiento posibles.....	29
4.3. Caracterización	32
4.3.1 Prueba de respuesta inicial. Barrido en frecuencia.....	33
4.3.2 Mejora del filtrado de video de salida	36
4.3.3 Prueba de respuesta inicial. Barrido en potencia	38
4.3.4 Medida de la adaptación de entradas de RF.....	40
4.4. Resultados	42
5. Estudio y requerimientos del sistema.....	43
5.1. Introducción	43
5.2. Cálculo y definición del retardo máximo aplicable	44
5.2.1 Obtención del retardo especificado.....	48
5.3. Resolución en frecuencia	49
5.4. Cálculos de adaptaciones para rizado de fase	50
6. Simulaciones y pruebas previas.....	55
6.1. Introducción	55



6.2. Simulación MATLAB del concepto del detector	56
6.3. Simulación ADS del retardo introducido	63
6.4. Medidas del desfase de los cables	69
6.5. Medida de los divisores Wilkinson	72
6.6. Caracterización del mezclador y medida del rizado de fase	74
6.6.1 Pérdidas de retorno y de conversión	74
6.6.2 Respuesta en fase y rizado	76
7. Medida del funcionamiento del sistema completo	82
7.1. Introducción	82
7.2. Medida del sistema	83
8. Conclusiones y líneas de trabajo futuras	89
8.1. Conclusiones del trabajo realizado	89
8.2. Líneas y mejoras de trabajo futuras	90
9. Presupuesto del proyecto	93
Anexo I. Bibliografía	94
Anexo II. Código MATLAB de simulación	95

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Esquema de división de EW	11
Figura 2.2-1 Esquema de división de EW [1].....	14
Figura 2.3-1 Ejemplo de escenario aéreo ECM [4].....	16
Figura 2.4-1 Ejemplo de arquitectura de un sistema ECM/ECCM [4]	17
Figura 2.5.1.1-1 Receptor CVR	19
Figura 2.5.1.2-1 Receptor superheterodino.....	20
Figura 2.5.1.3-1 Receptor Microscan	21
Figura 2.5.1.4-1 Receptor canalizado.....	22
Figura 2.5.1.5-1 Receptor acusto-óptico.....	22
Figura 2.5.1.6-1 Receptor IFM.....	24
Figura 4.1-1. Detalle del integrado AD8302	27
Figura 4.2-1. Respuesta de un amplificador logarítmico.....	28
Figura 4.2-2. Esquema del AD8302	29
Figura 4.2.1-1. Respuesta en medida de ganancia.....	30
Figura 4.2.1-2. Respuesta en medida de fase	30
Figura 4.3-1. Placa de evaluación del detector AD8302	32
Figura 4.3.1-1. Setup de medida del detector de fase	33
Figura 4.3.1-1. Respuesta medida para f_{IN} de 100MHz.....	34
Figura 4.3.1-2. Error en la medida respecto de lo ideal para f_{IN} de 100MHz.....	34
Figura 4.3.1-3. Tensión de salida y error según el datasheet	35
Figura 4.3.1-4. Respuesta medida para varias frecuencias de entrada	35
Figura 4.3.1-5. Error en la medida para varias frecuencias de entrada	36
Figura 4.3.2-1. Respuesta filtrada para varias frecuencias de entrada.....	37
Figura 4.3.2-2. Error en la medida filtrada para varias frecuencias de entrada	37
Figura 4.3.3-1. Respuesta para diferentes potencias de entrada	39
Figura 4.3.4-1. Medida de la adaptación de las entradas	41
Figura 5.2-1. Desfase entre señales con retardo máximo aplicado	45
Figura 5.2-2. Comparativa de desfase entre retardo máximo (azul) y retardo menor (rojo).....	45
Figura 5.2-3. Comparativa desfase sin offset en LO (azul) y con offset de 48.61ps (rojo).....	47
Figura 5.4-1. Variación de fase con la frecuencia para una longitud de 10cm y $\Gamma=0.3$ ($RL=10.4dB$)	51
Figura 5.4-2. Variación de fase con la longitud para una frecuencia de 2.5GHz y $\Gamma=0.3$ ($RL=10.4dB$)	51
Figura 5.4-3. Comparativa de la ecuación de fase de la onda estacionaria para atenuaciones de 0dB (a), 3dB (b), 6dB(c) y 10dB (d)	53
Figura 5.4-4. Variación de fase con la frecuencia para diferentes atenuaciones	53
Figura 5.4-5. Variación de fase con la longitud para diferentes atenuaciones.....	54



Figura 6.2-1. Resultados para una frecuencia de 2500MHz	57
Figura 6.2-2. Resultados para una frecuencia de 5500MHz	58
Figura 6.2-3. Respuesta ideal de la señal sin ruido ni promediado	59
Figura 6.2-4. Respuesta de la señal con una SNR de 10dB y sin promediado	59
Figura 6.2-5. Respuesta de la señal con una SNR de 10dB y promediado de 128 muestras	60
Figura 6.2-6. Respuesta de la señal con una SNR de -10dB sin promediado	61
Figura 6.2-7. Respuesta de la señal con una SNR de -10dB y promediado de 128 muestras	62
Figura 6.3-1. Esquema de simulación de los cables de entrada	63
Figura 6.3-2. Pérdidas de inserción de los cables de entrada	64
Figura 6.3-3. Adaptaciones de los cables de entrada	64
Figura 6.3-4. Diferencia de fase entre las señales de los cables de entrada	65
Figura 6.3-5. Retardo entre las señales de los cables de entrada	65
Figura 6.3-6. Desfase de los cables de oscilador local	66
Figura 6.3-7. Retardo entre los cables de oscilador local	66
Figura 6.3-8. Esquema de simulación con mezcla	67
Figura 6.3-9. Desfase de salida entre las dos señales	68
Figura 6.4-1. Diferencia de fase entre cables de RF	69
Figura 6.4-2. Diferencia de fase entre cables de OL	70
Figura 6.4-3. Desfase entre los cables de salida	71
Figura 6.5-1. Divisor Wilkinson	72
Figura 6.5-2. Pérdidas de inserción de los divisores	72
Figura 6.5-3. Desfase entre salidas de los divisores	73
Figura 6.6.1-1. Montaje para la medida de adaptación	74
Figura 6.6.1-2. Adaptaciones de los dos mezcladores en los puertos RF (izquierda) e IF (derecha)	75
Figura 6.6.1-3. Pérdidas de conversión de los mezcladores	76
Figura 6.6.2-4. Conexión de los puertos en el analizador de redes	77
Figura 6.6.2-5. Montaje para la medida de fase	77
Figura 6.6.2-6. Desfase resultante del montaje	78
Figura 6.6.2-7. Comparativa de la respuesta con diferentes valores de atenuación	79
Figura 6.6.2-8. Comparativa entre la respuesta inicial y la de menor rizado	80
Figura 6.6.2-9. Comparativa entre las dos mejores adaptaciones	80
Figura 6.6.2-10. Esquema de posición de los atenuadores	81
Figura 7.2-1. Montaje de la medida del sistema	83
Figura 7.2-2. Detalle del montaje	84
Figura 7.2-3. Respuesta medida del sistema para diferentes potencias de entrada	85
Figura 7.2-4. Respuesta del sistema en un barrido fino de frecuencia	86
Figura 7.2-5. Detalle del rizado en tensión entre valores de frecuencia próximos	87
Figura 7.2-6. Detalle de la variación de tensión con la potencia	88
Figura 8.2-1. Propuesta de introducción de amplificadores	90

Figura 8.2-2. Propuesta de mejora con filtrado	92
Figura 8.2-3. Propuesta de sistema con procesamiento digital	92

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.2-1 Bandas de frecuencia en EW	15
Tabla 3.3.2-1. Pendiente de la respuesta para varias frecuencias de entrada	38
Tabla 3.3.3-2. Pendientes de respuesta para las distintas potencias de entrada.....	39
Tabla 6.2-1. Pendiente resultante de la respuesta obtenida en tensión vs. frecuencia.....	85
Tabla 6.2-2. Pendiente resultante de la respuesta obtenida en tensión vs. fase	85
Tabla 7.2-1. Cálculos ruido sistema sin amplificación.....	91
Tabla 7.2-2. Cálculos ruido sistema con amplificación	91

RESUMEN

Existen diversos tipos de receptores para señales de radiofrecuencia con múltiples usos. En el ámbito de guerra electrónica uno de los usados es el receptor de medida de frecuencia instantánea (IFM por sus siglas en inglés). Las ideas de funcionamiento y características principales de este receptor son expuestas y probadas en este documento ampliando estos rasgos mediante la introducción de elementos adicionales a la arquitectura clásica de este tipo de receptor, la cual se basa en la división de la señal de entrada en dos caminos, la introducción de un retardo controlado en uno de ellos y la comparación de la fase resultante mediante un detector de fase y un bloque que convierta esa información en señales de video. En este proyecto se estudian y demuestran propuestas para mejorar el rango de fase y precisión de medida aprovechando la introducción de un retardo extra en la parte de oscilador local y la mejora de adaptación en las puertas de los mezcladores y así modificar el comportamiento y las prestaciones del sistema. Todas las ideas planteadas son estudiadas previamente mediante cálculos matemáticos sencillos apoyados en simulaciones y corroboradas posteriormente con las pruebas realizadas en entorno de laboratorio.

Al final del documento se exponen las conclusiones a las que se llega una vez realizadas las medidas del sistema completo y analizado sus resultados. Adicionalmente, se proponen una serie de ideas para mejorar este tipo de receptores en busca de una precisión mucho mayor en la medida y la optimización de algunos de sus parámetros.

ABSTRACT

There are several kinds of RF receivers with many purposes. One of these, used in electronic warfare is the Instantaneous Frequency Measurement receiver (IFM). Main working principles and features of this receiver are shown and tested in this document and also extending these ones by introducing additional elements to the initial scheme, which is based on split the input signal into two paths, the addition of a fixed delay in one of them and the comparison of the resultant phase difference by using a phase detector and a video converter. In this project some proposals in order to improve the usable phase range and measurement precision are studied and demonstrated by using an extra delay in local oscillator path and improving return losses on mixer ports and then modifying the behavior and features of the system.

All ideas presented are previously studied through easy mathematical expressions supported by computer simulations and verified with tests later done in laboratory environment.

At the end of the document, conclusions are shown once the complete system has been tested and analyzed its results. Additionally, some ideas are proposed so this kind of receiver can be improved searching better measurement precision and optimization of few key parameters.

1. INTRODUCCIÓN

La idea de este proyecto surge dentro del campo de los alertadores de radar, en los que se persigue averiguar la mayor cantidad posible de información de una amenaza potencial. Para ello se dispone de complejos sistemas de recepción que combinan diversas técnicas para averiguar el tipo de señal, frecuencia, potencia recibida, tipo de polarización, dirección y distancia de la amenaza, etc. Todo ello a altas velocidades de procesamiento y en anchos de banda que pueden ser de decenas de GHz. Y es de aquí, de un tipo de receptor, de donde surge el método y las ideas presentadas. Dada la imposibilidad de digitalizar anchos de banda tan grandes y de manera directa, es necesario adecuar las señales, trasladarlas a frecuencias más bajas y reducir el ancho de banda total para que puedan ser llevadas al mundo digital, donde hay más restricciones en las frecuencias máximas de entrada para poder ser muestreadas debido a las limitaciones en este parámetro en los Conversores Analógicos-Digitales (ADC por sus siglas en inglés).

Este proyecto se centrará en concreto en un modo de averiguar la frecuencia de la señal recibida y de una parte del proceso de diseño y acondicionamiento de señal de lo que podría ser un módulo en el sistema completo.

Se tratará de implementar un pequeño sistema entre la entrada de antena del receptor y la parte digital y de software que podría venir a continuación de esta parte analógica de RF y que sería la encargada de tratar la información, como se puede observar en la Figura 1-1.

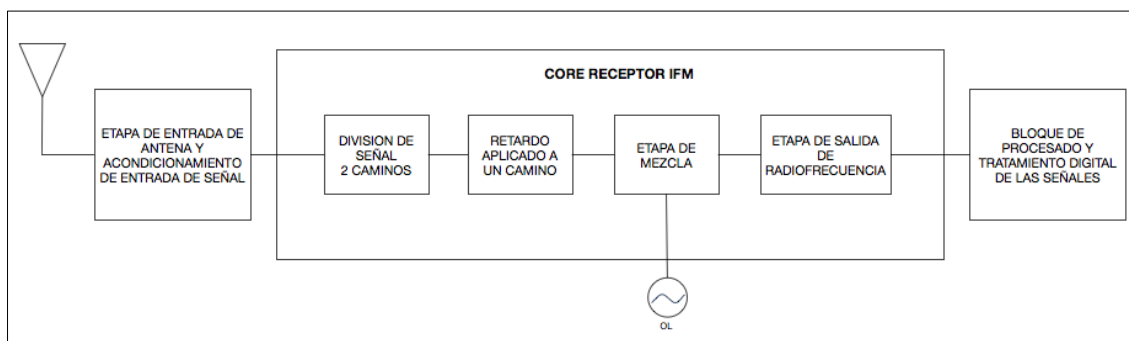


Figura 1-1 Esquema de división de EW

El objetivo es presentar la idea de funcionamiento del sistema, explicar el por qué del sistema de resolución escogido, mostrar las fases del desarrollo y los principales problemas que pueden surgir a la hora de manejar fase y mezcla así como sus posibles soluciones.

Se presentarán previamente los cálculos y simulaciones realizadas en los que se basan las ideas de funcionamiento y solución de algunos de los problemas que estarán presentes en el momento de la integración de todos los componentes.

El proyecto se enfocará en mayor medida en la parte práctica del problema para la cual se construirá el sistema propuesto a modo de muestra del funcionamiento y demostración de la teoría aplicada. Solamente abarcará partes de RF y no se entrará en los detalles de la parte digital y de tratamiento de información.

A continuación y antes de entrar en más detalles sobre la topología y los objetivos concretos de este proyecto, se describen algunos conceptos básicos de guerra electrónica y los receptores existentes más comunes usados para este fin.

2. INTRODUCCIÓN A RECEPTORES DE GUERRA ELECTRÓNICA

2.1. INTRODUCCIÓN

Existen diversos tipos de receptores de señales cuyo propósito es el uso de los mismos en guerra electrónica, desde los de sobra conocidos detectores de video a los últimos totalmente digitales.

En este capítulo se explicará el concepto de guerra electrónica y subcategorías de manera breve para ahondar un poco más en la categoría de medidas electrónicas de apoyo (ESM) y los tipos de receptores típicos usados para ese propósito.

Se profundizará más en los receptores IFM explicando en qué consisten, su funcionamiento y sus características propias así como en los sistemas de alertadores de radar (RWR, Radar Warner Receiver), principal destino de los receptores IFM. Es precisamente para IFM para los que está basada la idea de este proyecto.

2.2. ¿QUÉ ES LA GUERRA ELECTRÓNICA?

Guerra electrónica o EW, por sus siglas en inglés (Electronic Warfare), es una acción militar que consiste en captar las emisiones electromagnéticas enemigas para tener conocimiento de sus intenciones, capacidades, localizaciones, etc. y poder utilizarlas para obtener información, usar contramedidas, interferir sus comunicaciones, en definitiva, protegerte contra el posible uso del espectro por parte de un enemigo [1] [2].

La guerra electrónica se puede subdividir en tres categorías principales como se puede ver en la Figura 2.2-1 y que se indican a continuación por sus nombres en inglés y sus correspondientes acrónimos, por ser esto ampliamente conocidos:

- Electronic CounterMeasures (ECM)
- Electronic Counter-CounterMeasures (ECCM)
- Electronic Support Measures (ESM)

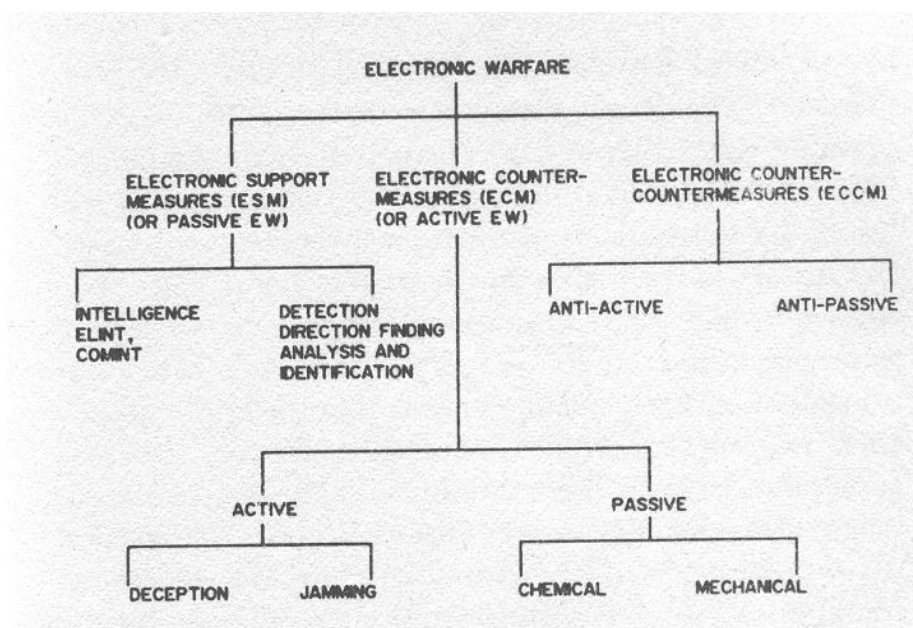


Figura 2.2-1 Esquema de división de EW [1]

Es común la combinación de estas técnicas en una misma plataforma o sistema.

En EW se emplean diversas técnicas para uno o varios de los siguientes propósitos:

- Conocer la existencia y localización de instalaciones electrónicas enemigas destinadas a guerra.
- Disminuir la eficiencia o destruir los sistemas electrónicos enemigos destinados a guerra.
- Evitar la destrucción o degradación de los sistemas amigos provocados por un enemigo.

Las bandas de frecuencia en EW se pueden ver en la Tabla 2.2-1, cuya nomenclatura se basa en letras consecutivas. Cada banda está a su vez dividida en 10 canales.

La nomenclatura en EW es diferente a la nomenclatura usada en el entorno radar y además, comparten nomenclatura bandas totalmente diferentes, lo que, si no se tiene en cuenta el contexto en el que se está hablando, quizá puede dar lugar a equívocos. [3]

Tabla 2.2-1 Bandas de frecuencia en EW

Banda	Frecuencia (MHz)	BW de cada canal
A	0-250	25
B	250-500	25
C	500-1000	50
D	1000-2000	100
E	2000-3000	100
F	3000-4000	100
G	4000-6000	200
H	6000-8000	200
I	8000-10000	200
J	10000-20000	1000
K	20000-40000	2000
L	40000-60000	2000
M	60000-100000	4000

A continuación se comentarán los aspectos básicos y funciones de cada una de las tres categorías anteriores y se profundizará un poco más en la categoría de ESM, que es a la que pertenece este proyecto.

2.3. ECM

Podemos definir las contramedidas electrónicas como las acciones que se llevan a cabo para prevenir, evitar o reducir el uso que realiza un enemigo del espectro electromagnético y sus capacidades. Las dos principales acciones de ECM son:

- Jamming, que es la radiación intencionada de energía electromagnética para impedir la utilización de los sistemas electrónicos o destrucción de los mismos.
- Engaño, que consiste en la radiación intencionada, absorción, reflexión... de la energía para confundir a la fuente enemiga.

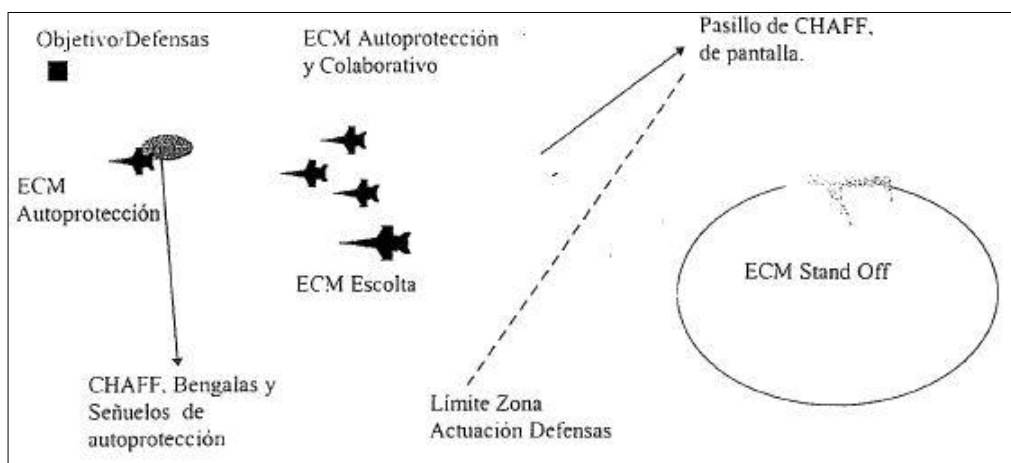


Figura 2.3-1 Ejemplo de escenario aéreo ECM [4]

2.4. ECCM

Las contra-construcciones electrónicas son las acciones llevadas a cabo para contrarrestar o impedir los efectos de las construcciones llevadas a cabo por un ECM. También se desarrollan métodos para evitar la interceptación por sistemas dedicados al estudio de las posibles señales RADAR emitidas y sortear así las posibles respuestas de un ECM.

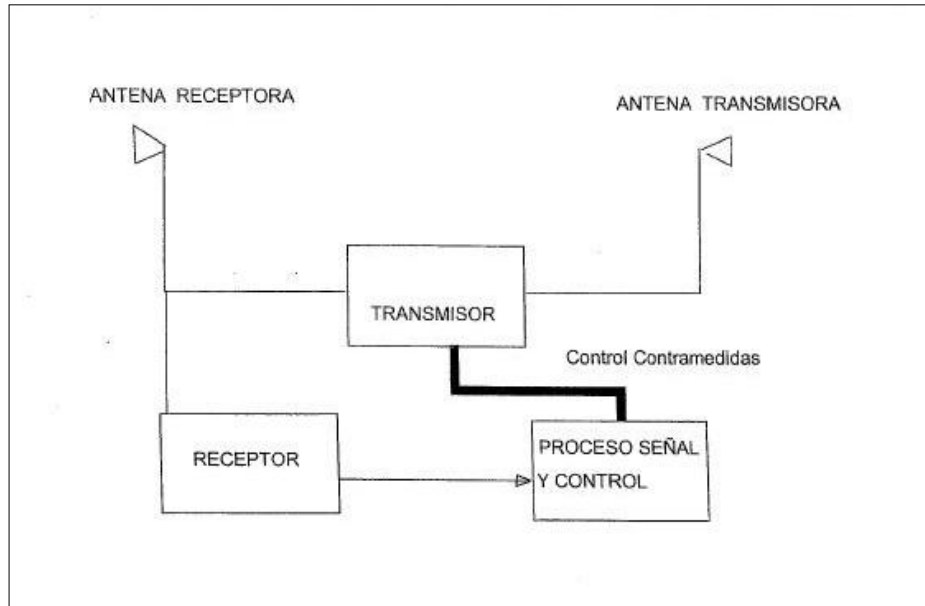


Figura 2.4-1 Ejemplo de arquitectura de un sistema ECM/ECCM [4]

2.5. ESM

Las medidas de apoyo son las que se encargan de analizar el espectro en busca de emisiones o amenazas para su rápida identificación, localización e interceptación de las mismas en un escenario para su uso como información de soporte e identificación de amenazas. Es importante que el sistema sea rápido para poder evaluar el posible riesgo y llevar una acción acorde de manera instantánea dependiendo de la fuente de la señal recibida.

ESM es necesario y de suma importancia en el desarrollo de EW para poder llevar a cabo acciones ECM.

La obtención de información por los sistemas ESM es para fines tácticos, que permitan una acción inmediata, en tiempo real. Esta es la principal diferencia respecto de los sistemas de inteligencia electrónica (ELINT) e inteligencia de comunicaciones (COMINT) incluidos dentro de la división de inteligencia de señal (SIGINT), los cuales se encargan de la obtención de información como un sistema ESM, pero con el objetivo de un proceso a posteriori como estudio estratégico. Aunque la finalidad de los sistemas es diferente, deben complementarse con la información obtenida de cada uno de ellos para el beneficio del conjunto, puesto que también es necesario un reconocimiento de las emisiones existentes en la zona así como de sus principales características para tener un claro escenario electromagnético de las emisiones amigas y enemigas. Es por eso que en los sistemas ELINT no prima tanto la velocidad de detección, si no que se prioriza el alcance y la capacidad de grabación y análisis de las señales. [3]

Podemos dividir los equipos ESM en dos clases: alertadores de radar (RWR, Radar Warning Receiver), los cuales son receptores que operan en tiempo real y que son equipados en aviones, helicópteros, barcos, submarinos o infantería para su propia protección y alerta frente a amenazas enemigas; y receptores de vigilancia y reconocimiento encargados de recolectar radiaciones con tiempos de reacción cercanos a tiempo real, que sirvan como actualización del escenario electromagnético en el que se encuentra desplegado.

A continuación se procede a describir los tipos de receptores más comunes utilizados para funciones ESM y sus características y prestaciones más importantes.

2.5.1 TIPOS DE RECEPTORES ESM

Las principales tareas de un sistema ESM consisten en la detección, estimación de frecuencia y determinación de la dirección de apuntamiento de señales. Determinar todos los interrogantes de una señal que llega a los receptores con altos niveles de precisión es tarea ardua, por eso, existen varios tipos de receptores ESM, cada uno con sus puntos fuertes y débiles respecto de

las funciones de un ESM sin perder de vista el objetivo de estos sistemas, la acción inmediata. Una combinación de diferentes tipos de receptores o filosofías puede resultar en un sistema de mejores prestaciones que esos receptores por separado [4].

2.5.1.1. Crystal Video Receiver (CVR)

Los receptores CVR se basan en la recepción directa de las señales filtradas y amplificadas. Estos receptores se caracterizan por su conocido funcionamiento y por su simplicidad y bajo coste, aunque estas últimas características les provocan limitaciones en sus prestaciones. [3] Este tipo de receptores, al ser de respuesta instantánea se caracterizan también por tener una alta probabilidad de interceptación (POI).

Para aumentar el margen dinámico de los CVR, se forma una estructura de amplificador logarítmico.

En la Figura 2.5.1.1-1 se puede observar la arquitectura típica de este tipo de receptor en el que se hace uso de un multiplexor en frecuencia precediendo a una cadena de amplificación y detección por vídeo.

Las características principales de estos receptores se enumeran a continuación:

- Son simples y de bajo coste
- Presentan un ancho de banda grande (el del propio detector)
- Sus sensibilidades no llegan a ser muy bajas (-60dBm)
- No son equipos inmunes a interferencias
- No son capaces de medir frecuencia
- Son susceptibles de contramedidas ECCM

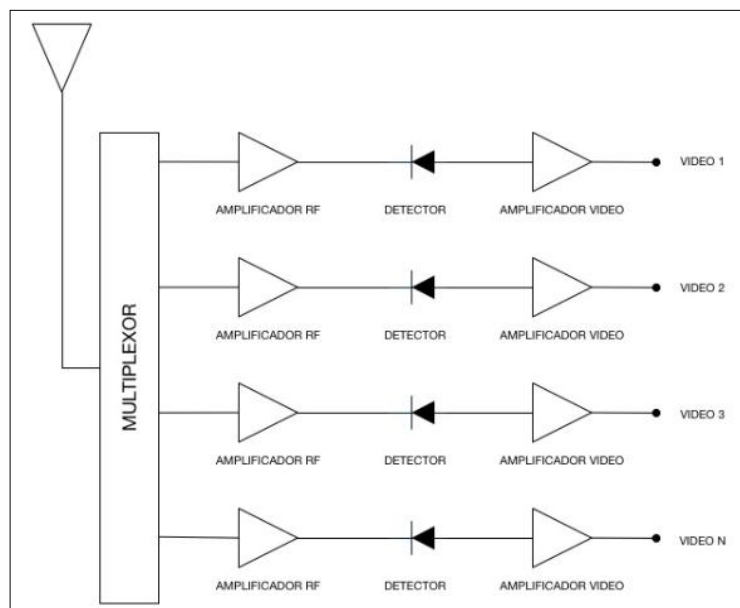


Figura 2.5.1.1-1 Receptor CVR

2.5.1.2. Receptor sintonizado superheterodino

Las señales entrantes se convierten a IF junto con etapas amplificadoras logarítmicas de vídeo para determinar su frecuencia utilizando un discriminador. Se detecta también la envolvente de la señal para su digitalización. En la Figura 2.5.1.2-1 se presenta una arquitectura típica de estos receptores.

El ancho de banda de estos receptores es seleccionable mediante el uso de banco de filtros, con lo que pueden explorar bandas muy anchas barriendo bandas de trabajo. Debido a este barrido que realiza, sufre con señales que saltan de frecuencia ya que se requiere de un tiempo de sintonización de los filtros.

Dada su composición por bancos de filtros (comportamiento similar al caso anterior con el multiplexor), presentan cierta inmunidad al jamming, puesto que la interferencia solo estaría en la banda del filtro donde se produjera el jamming. [3]

Las características principales de estos receptores son:

- Son receptores simples
- Presentan una buena selectividad en frecuencia
- Tienen un ancho de banda estrecho (dependiendo de los filtros)
- Disponen de una buena sensibilidad (-70dBm) dependiendo de los anchos de banda seleccionados.
- Son receptores relativamente inmunes a interferencias
- Necesitan de varios receptores para direction finding (DF)
- Tienen una baja POI

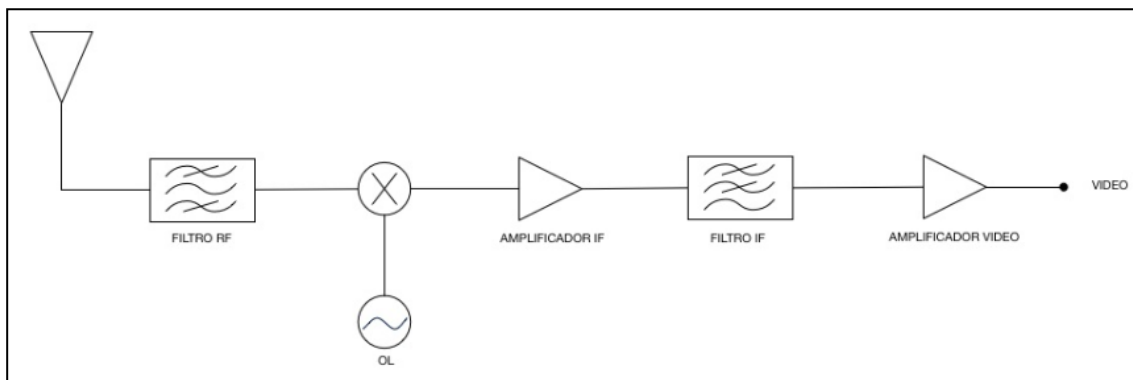


Figura 2.5.1.2-1 Receptor superheterodino

2.5.1.3. Receptor Microscan

La señal de entrada se convierte barriendo una frecuencia para darle una modulación de tipo chirp como se puede ver en la Figura 2.5.1.3-1. Esta señal atraviesa un filtro dispersivo y se convierte en un pulso cuyo retardo es proporcional a su frecuencia.

Estos receptores son casi instantáneos, con lo que su POI es bastante alta y disponen de agilidad para capturar señales con saltos de frecuencia. Por el contrario, su alta complejidad y

su estructura le limitan en el BW de funcionamiento y el PW mínimo detectable debido a su velocidad de barrido. [3]

Las características principales de estos receptores son las siguientes:

- Son receptores complejos
- Tienen una buena resolución en frecuencia y buen rango dinámico
- Requieren de varios receptores para anchos de banda grandes y DF

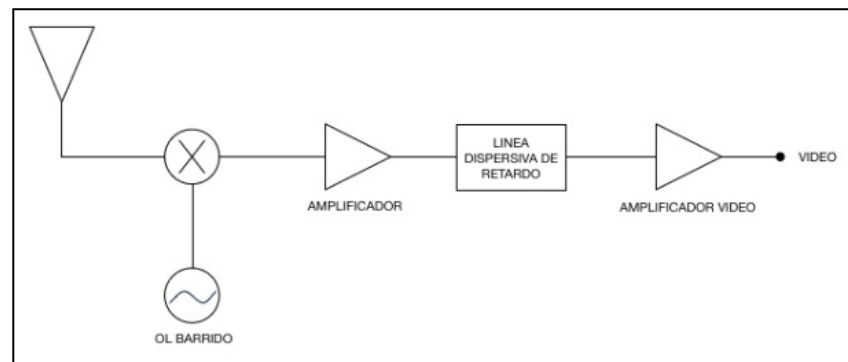


Figura 2.5.1.3-1 Receptor Microscan

2.5.1.4. Receptores canalizados

Este tipo de receptores combina las ventajas del receptor superheterodino con un receptor de banda ancha.

Como se muestra en la Figura 2.5.1.4-1, la señal entrante se canaliza mediante filtrado en un conjunto de anchos de banda menores que se convierten y digitalizan de forma separada. Existen dos tipos de configuraciones para este esquema: la conversión simultánea, con digitalización y proceso simultáneo, o la conversión secuencial, en la que se digitaliza un solo canal en cada instante.

Al disponer de un canalizador puede evitar el jamming por CW y la alta densidad espectral en una banda mediante el bloqueo de la misma y además, es capaz de detectar pulsos simultáneos, siempre que se encuentren en bandas canalizadas diferentes. [3]

Sus principales características son:

- Disponen de un ancho de banda medio-grande
- Su respuesta es casi instantánea
- Tienen una alta POI
- La resolución en frecuencia que presentan es pobre
- Tienen una alta complejidad y elevado coste
- Su sensibilidad está limitada por el ancho de banda

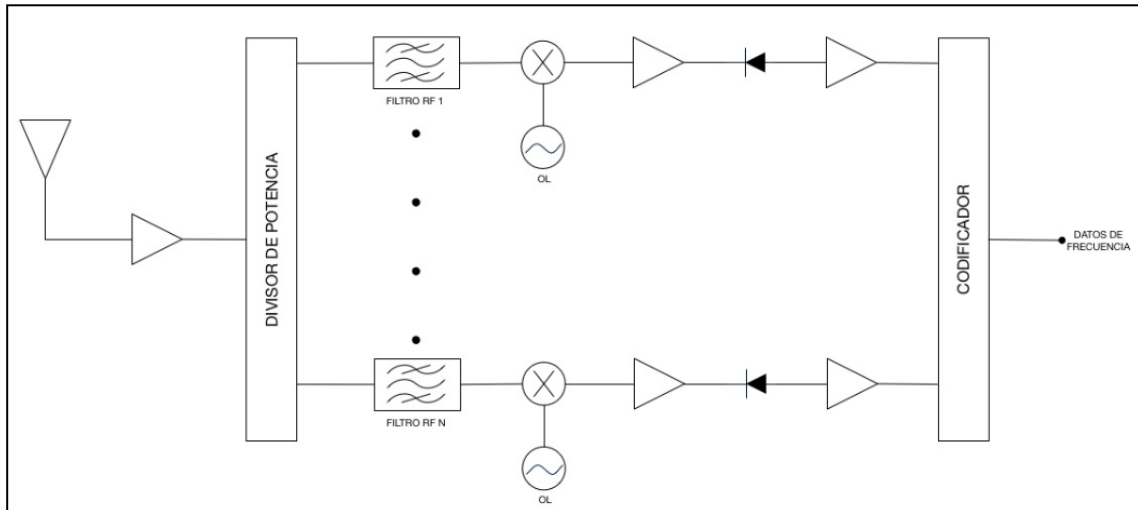


Figura 2.5.1.4-1 Receptor canalizado

2.5.1.5. Receptor acusto-óptico

Las señales entrantes se conducen a una red de difracción (célula de Bragg) que desvían un rayo laser hacia un array de fotodetectores. La lectura de los fotodetectores permite la detección de actividad de señales de forma simultánea. [3]

Un esquema simplificado de este tipo de receptores se muestra en la Figura 2.5.1.5-1.

Las características son las siguientes:

- Disponen de poco margen dinámico
- Tienen una buena POI
- Tienen la capacidad de detección de señales simultaneas
- Su complejidad de construcción es alta
- Es una tecnología relativamente nueva y en desarrollo

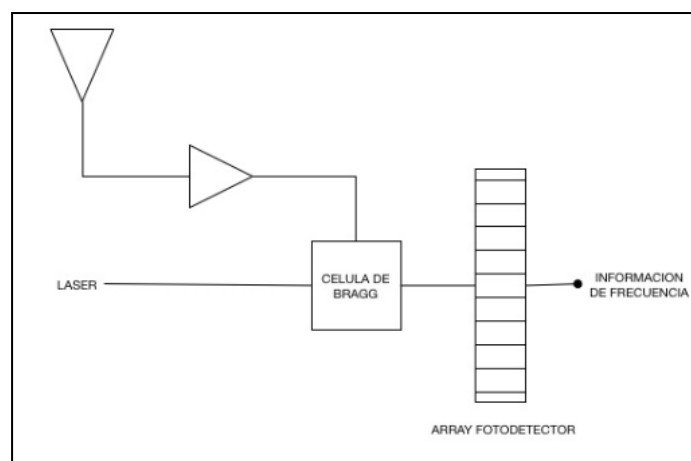


Figura 2.5.1.5-1 Receptor acusto-óptico

2.5.1.6. Receptor de medida de frecuencia instantáneo (IFM)

Los receptores IFM son receptores simples y de tecnología sobradamente conocida. Su simpleza los hace de bajo coste y con unas dimensiones bastante contenidas. Pueden cubrir anchos de banda muy grandes (del orden de varios GHz) y presentan una sensibilidad medianamente buena y una gran resolución en frecuencia. Otra de sus ventajas es que, con una arquitectura y protección adecuadas (mas adelante veremos para qué), su POI puede ser cercana al 100%. [1] [3]

Otra de sus posibles utilidades, aparte de la obtención de frecuencia fina, puede ser la de manejar un sistema ECM que haga jamming en la banda de frecuencia recibida como amenaza. Estos receptores son muy útiles frente a emisores que saltan en frecuencia o con pulsos muy estrechos.

En su forma básica, que se puede ver en la Figura 2.5.1.6-1, estos receptores se componen de un divisor que divide la señal de entrada en dos. A una de estas dos señales se le introduce un retardo específico y calculado para la aplicación en cuestión mediante por ejemplo, un cable más largo o una pista más larga en un medio impreso. La información de fase que lleva cada una de las dos señales es medida y utilizada para compararlas entre sí y poder calcular la frecuencia de la señal original de entrada, dada la relación que existe en la ecuación de onda entre la fase y una longitud determinada que recorre la señal. La señal de video producida en el bloque detector por un desfase determinado es univoca a una frecuencia.

Las características principales de este tipo de receptores son las siguientes:

- Disponen de un gran ancho de banda
- Su resolución en frecuencia es buena
- No son capaces de trabajar con multiseñal en su forma básica
- Son débiles frente al jamming

Sus principales ventajas son su gran ancho de banda de cobertura y su resolución en frecuencia como hemos visto. Sin embargo, su mayor limitación se encuentra en entornos de múltiples emisores con un escenario cargado de señales que se superponen en el tiempo, pues este tipo de receptores solo es capaz de trabajar con una sola señal de forma precisa en su estructura básica. Esta desventaja le hace débil frente al jamming como se ha comentado [3] [5].

Debido a su esquema de funcionamiento, si dos señales se dan de manera simultánea, solo la de mayor potencia podrá ser medida por el IFM, y con cierto error. Si las dos señales tienen amplitudes similares, el resultado de la medida de frecuencia puede ser una media de sus frecuencias. Y si a la entrada del receptor se tiene presente una onda continua (CW), ésta cegará todas las señales con menor potencia.

Para luchar contra esta desventaja, diversas alternativas son utilizadas como protección, como puede ser la activación de un flag de superposición que indique que la medida de frecuencia no es exacta, o un filtro sintonizable a la entrada para eliminar la CW.

Como se ha comentado en el primer párrafo, la sensibilidad de los receptores IFM es medianamente buena, en el entorno de -60dBm típicamente. Hay que tener en cuenta, que estos receptores necesitan de una SNR más alta para medir frecuencia con precisión que para detectar actividad. Como valor típico, la SNR necesaria se puede tomar de 12dB.

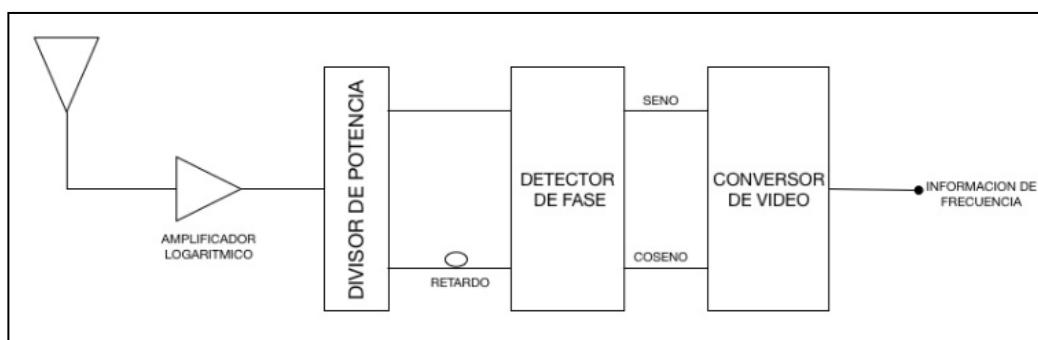


Figura 2.5.1.6-1 Receptor IFM

2.5.2 RADAR WARNING RECEIVER (RWR)

El alertador de radar, o RWR, es un tipo de sistema ESM como se ha mencionado anteriormente. La función primaria de un RWR es alertar de una amenaza inminente con suficiente información para llevar a cabo una maniobra evasiva. Esa información son los parámetros de los pulsos radar recibidos: frecuencia, amplitud, ancho de pulso, periodo de repetición, ángulo de llegada. Gracias a unas librerías de amenazas obtenidas mediante SIGINT (de ahí la importancia de la colaboración entre ESM y ELINT) y almacenadas localmente en la memoria de un microprocesador, se categoriza la fuente de los pulsos y se prioriza una acción dependiendo de esa fuente.

Se equipan en aeronaves para alertar de amenazas como misiles aire-aire, tierra-aire, baterías antiaéreas, etc. En tierra se usan para prevenir ataques a grupos de infantería o blindados y en submarinos en una profundidad cercana a la superficie, para alertar de un posible barrido en la superficie del agua por un radar de detección equipado en un avión de reconocimiento. Una vez reportado el tipo de amenaza y dirección, se pueden llevar a cabo maniobras ECM para repeler dicha amenaza.

3. OBJETIVOS, ESPECIFICACIONES Y FASES DEL PROYECTO

El objetivo principal de este proyecto será construir de manera simplificada un receptor IFM como se ha comentado antes y mostrar su funcionamiento, características principales y problemas. Adicionalmente al esquema básico de receptor, se escogerá un plan de frecuencias que incluye mezcla para así demostrar cómo se puede comprimir el ancho de banda total en la mitad y sin embargo no perder la información de frecuencia. Para ello se hará uso de los componentes clásicos que componen este tipo de receptores, divisores, cables con retardo y detectores de fase, además de incluir los elementos necesarios para realizar la mezcla, es decir, los mezcladores y todo lo relacionado con su parte de oscilador local.

La banda de frecuencia en la que se estudiará el funcionamiento del receptor, impuesta por la zona de funcionamiento de los componentes disponibles para la realización de este proyecto, estará dentro del rango de 2GHz a 6GHz para la parte de entrada de RF y de DC a 2GHz para la parte de salida de IF. Para poder mezclar las frecuencias de entrada se hará uso de un oscilador local de 4GHz, con lo que la banda principal quedará solapada en dos subbandas de DC a 2GHz como máximo. Para determinar de manera definitiva el ancho de banda a utilizar, el proyecto se basará en los niveles de adaptación de los elementos que lo componen, cuyo límite se fijará en 10dB de pérdidas de retorno.

El retardo aplicado será escogido en función de las capacidades del detector de fase, que es el elemento que tiene que marcar, por construcción, el rango de fase útil. Se escogerá el valor de retardo máximo para aprovechar así todo el rango disponible y poder disponer de una mayor resolución.

Como elemento detector se ha elegido el AD8302 de Analog Devices [6], del cual se explicará su funcionamiento y se estudiará más en profundidad en el capítulo 4. Este detector fija un rango de potencias para las señales de entrada que estará definido según la sensibilidad y margen dinámico del mismo, contando con las pérdidas introducidas por los elementos restantes de la cadena. La potencia necesaria para el oscilador local la marca el propio mezclador, del cual el fabricante indica un rango recomendado.

El proyecto se divide en 4 partes principales. Una primera parte de introducción que comprende los capítulos 1, 2 y 3 en la que se presenta una idea del proyecto y se enmarca dentro de un área concreto de uso, EW. A continuación, se disponen en los capítulos 4, 5 y 6 los cálculos, caracterizaciones, simulaciones y medidas preliminares necesarios para poder tener una idea del funcionamiento del sistema. Se tratan de explicar los conceptos utilizados

en este proyecto y concretar las especificaciones del mismo mediante el análisis de las características de los componentes utilizados y tratando de mejorar en la medida de lo posible las prestaciones finales. Las simulaciones servirán de ayuda a la hora de prever el comportamiento tanto del conjunto como de los elementos que lo componen. Posteriormente en el apartado 7 se construye el sistema completo, se comentan las medidas realizadas sobre él y se analizan los resultados obtenidos. Por último, el capítulo 8 cierra este proyecto con las conclusiones a las que se llega y se proponen acciones e ideas a realizar en un futuro y mejorar las prestaciones del sistema construido en este proyecto.

4. EL DETECTOR DE FASE AD8302

4.1. INTRODUCCIÓN

El integrado AD8302 de Analog Devices es un detector de fase y ganancia que es capaz de recibir dos señales de RF desde baja frecuencia hasta 2.7GHz con un rango dinámico de 60dB desde -60dBm de potencia de entrada.

El integrado se basa en dos amplificadores logarítmicos apareados y un detector de fase de tipo multiplicador [6].

Tanto la medida de ganancia como de fase están disponibles simultáneamente a la salida en un rango de tensión de 0-1.8V, además de una tensión de referencia de 1.8V producida por el propio detector para su posible uso en otras aplicaciones.

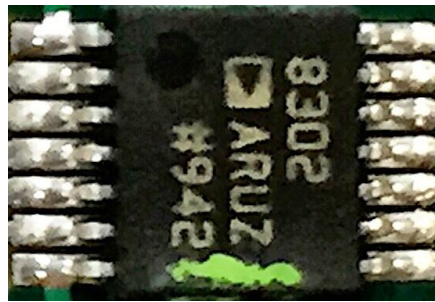


Figura 4.1-1. Detalle del integrado AD8302

4.2. TEORÍA DE FUNCIONAMIENTO Y ESTRUCTURA DEL DETECTOR

Los amplificadores operacionales se encargan de comprimir el alto rango de niveles de la señal de entrada en uno logarítmico más compacto mediante una operación no lineal, como una función logarítmica. La ecuación general de un amplificador logarítmico es:

$$V_{OUT} = V_Y * \log\left(\frac{V_{IN}}{V_X}\right)$$

donde V_{IN} es la tensión de entrada, V_Y es la pendiente, es decir, los voltios por decibelio, y V_X es la tensión de interceptación, el valor de entrada que produce una tensión de salida de 0V. [7]

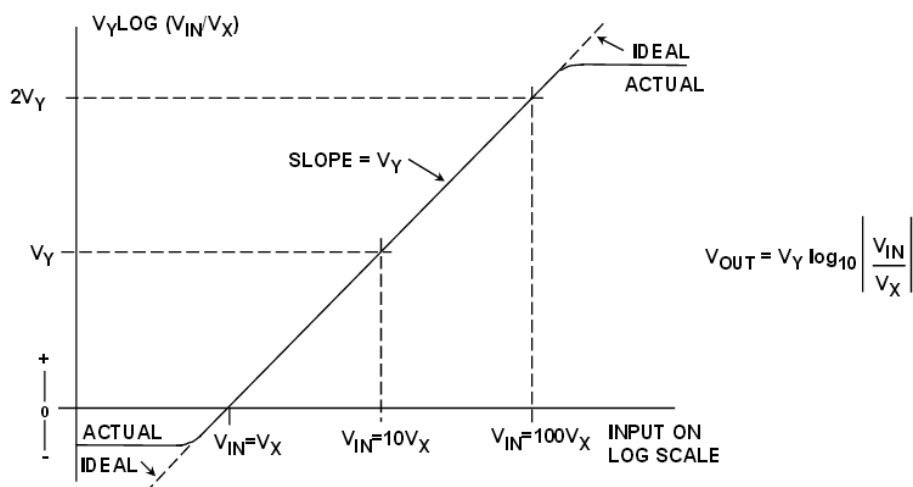


Figura 4.2-1. Respuesta de un amplificador logarítmico

En nuestro caso, al tener 2 amplificadores logarítmicos apareados y comparar niveles relativos entre entradas, cada señal sirve de tensión de interceptación de la otra, con lo que para una comparación de ganancia, la respuesta del circuito sería de la forma:

$$V_{MAG} = V_{SLP} * \log\left(\frac{V_{INA}}{V_{INB}}\right)$$

Con V_{INA} y V_{INB} las dos señales de entrada al detector. Hay que tener en cuenta que si las dos señales de entrada tienen diferente forma o frecuencia puede aparecer un nivel de interceptación produciendo un offset. Esto limitará el funcionamiento del sistema, por lo que el caso principal de estudio será monoseñal. Además, como se ha comentado en el apartado 2.5.1.6, el modelo de receptor en el que está basado este proyecto no se comporta de manera adecuada en multiseñal.

En nuestro caso la señal de salida resultante de la comparación de fase entre las señales de los amplificadores logarítmicos sigue la forma siguiente:

$$V_{PHS} = V_{SLP} * [\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})]$$

Donde la pendiente en este caso se corresponde a voltios por grado y Φ es la fase relativa de las señales de entrada.

Por convención, la diferencia de fase se puede tomar en un rango de 360° por ejemplo entre -180° y +180°, pero los detectores no pueden distinguir entre $\pm 90^\circ$. Es por esto por lo que se decide, para resolver la ambigüedad, tomar sólo el rango entre 0° y +180° en este proyecto.

Por construcción, el punto central de la tensión de salida es de 0.9V, el cual corresponde a 90° de diferencia de fase. Más adelante se decidirá cuál es el margen de tensiones en el que se puede trabajar de la forma más lineal posible para evitar incertidumbres, viendo el comportamiento del detector a diferentes frecuencias y potencias de entrada.

La estructura general del AD8302 se puede ver en diagrama de bloques de la siguiente imagen.

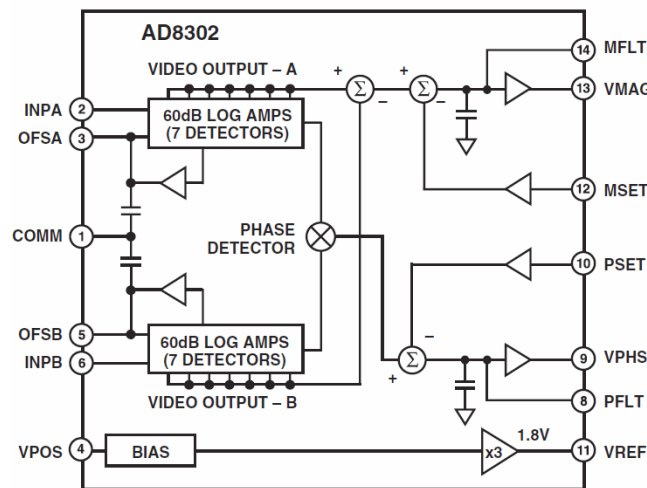


Figura 4.2-2. Esquema del AD8302

4.2.1 MODOS DE FUNCIONAMIENTO POSIBLES

El detector dispone de 2 modos posibles de funcionamiento: el modo de medida o el modo controlador/comparador.

El modo de medida es la función básica de este integrado, el cual permite obtener una medida de tensión a la salida proporcional a la diferencia de potencia o de fase, dependiendo de la salida que se mire, centrada en un determinado valor. Para ambos casos las tensiones de salida siguen las siguientes ecuaciones:

$$V_{MAG} = V_{SLP} * (P_{INA} - P_{INB}) + V_{CP}$$

$$V_{PHS} = V_{SLP} * (|\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})| - 90^\circ) + V_{CP}$$

Cuya respuesta se puede ver en la Figura 4.2.1-1 y Figura 4.2.1-2. P_{INA} y P_{INB} son las potencias en dBm de las señales de entrada y V_{CP} representa el punto central de la respuesta.

Para el caso de la medida de ganancia el detector está configurado por defecto con una pendiente de 30mV/dB y para la medida de fase, la pendiente por defecto es de 10mV/°

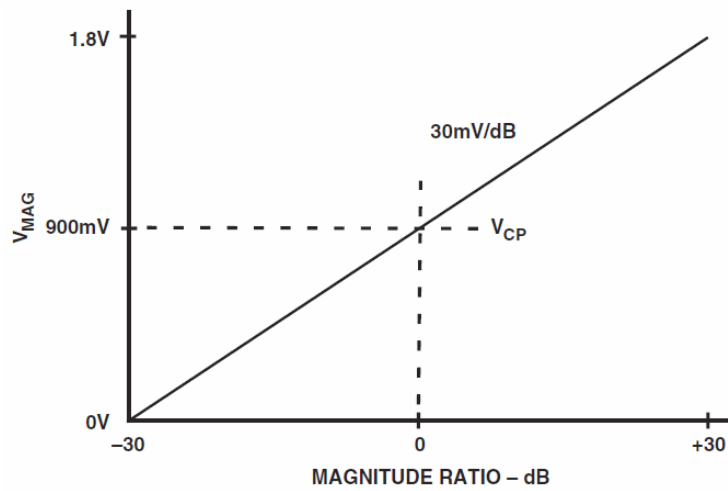


Figura 4.2.1-1. Respuesta en medida de ganancia

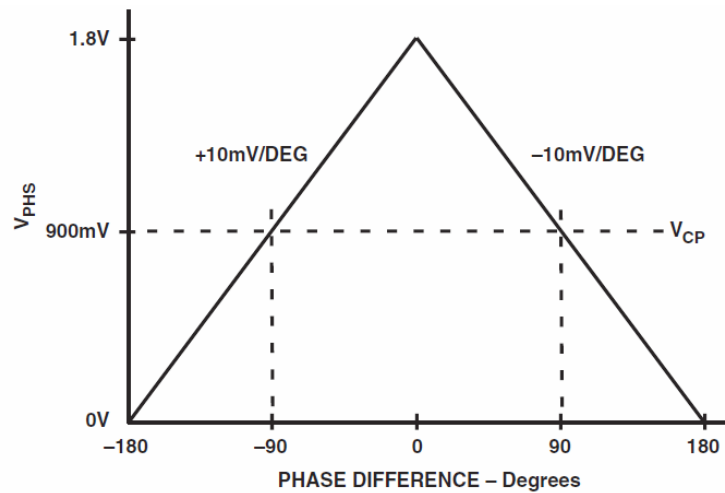


Figura 4.2.1-2. Respuesta en medida de fase

Aunque para el desarrollo de este proyecto solo se usará el modo de medida, a continuación se describe otro modo de funcionamiento a modo ilustrativo.

El modo de comparador/controlador se puede obtener modificando algunas de las conexiones disponibles. Funcionando como comparador, se le pueden aplicar tensiones específicas a los puertos de entrada destinados a servir como umbrales. Para calcular el valor de tensión umbral a aplicar, se siguen las formulas:

$$V_{MTH} = 30mV/dB * Gain_{TH}(dB) + 900mV$$

$$V_{PTH} = -10mV/^{\circ} * (|Phase_{TH}(^{\circ})| - 90^{\circ}) + 900mV$$

Los valores $Gain_{TH}$ y $Phase_{TH}$ son los valores de los umbrales deseados. Si la diferencia de ganancia o de fase entre las señales de entrada es distinta de la de los umbrales, la tensión a la salida se comporta de la misma manera que un comparador, es decir:

$$V_{MAG}(V_{PHS}) = \begin{cases} 1.8V & \text{si } Gain > Gain_{TH} \text{ (Phase} > Phase_{TH}) \\ 0V & \text{si } Gain < Gain_{TH} \text{ (Phase} < Phase_{TH}) \end{cases}$$

Si se utilizaran elementos de ajuste de ganancia y fase alimentados con las salidas del modo comparador y realimentando el AD8302, se consigue controlar un dispositivo y forzarle a la ganancia y fase previamente establecidas según las ecuaciones anteriores. En este caso estaríamos funcionando como controladores de ganancia y fase (AGC y APC).

4.3. CARACTERIZACIÓN

Para la caracterización de este detector, se va a usar la placa de evaluación que proporciona el fabricante y que se puede ver en la Figura 4.3-1. Esta placa incluye un integrado AD8302, dos switches (SW1 y SW2) para conmutar entre el modo de medida y el modo comparador, condensadores de desacoplo de alimentación y señal, pads vacíos para ajustes posteriores opcionales y dos condensadores de filtrado de video que limita el ancho de banda de la señal de salida.

Como interfaces monta 7 conectores SMA que para el caso de la RF (INPA, INPB), van conectados a pistas del tipo CPWG (CoPlanar Waveguide with Ground) por donde llegarán las señales de entrada, una de referencia y la otra desfasada.

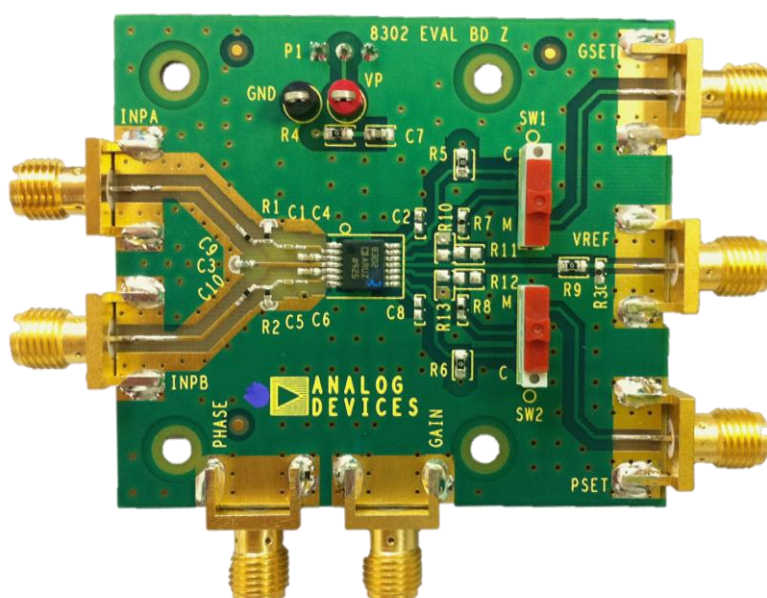


Figura 4.3-1. Placa de evaluación del detector AD8302

Dispone también de dos puertos de salida de video, uno para la tensión resultante de la comparación de potencia (GAIN) y otro para la comparación de fase (PHASE), que es el que nos interesa. A parte, hay dos entradas para configuración del modo comparador (GSET y PSET) y una salida con la tensión de referencia (VREF) de 1.8V.

Para ver la respuesta que tiene el detector se realizarán varias pruebas en el laboratorio que se describen a continuación.

4.3.1 PRUEBA DE RESPUESTA INICIAL. BARRIDO EN FRECUENCIA

Para probar el detector de fase, se utilizarán dos generadores de señal Agilent E8257D conectados a cada entrada de RF del detector mediante dos cables SMA idénticos para evitar que se introduzca un desfase extra que falseara la medida. La tensión de salida se mide directamente con un polímetro.

Para simular el incremento en la diferencia de fase, primeramente se sincronizan los dos generadores de señal mediante la conexión de un cable BNC a los puertos dedicados para las señales de referencia de 10MHz que traen los generadores para este fin como se muestra en la Figura 4.3.1-1. Luego se hace uso de la función de cambio de fase de la señal de salida en el generador que tenemos conectado al puerto desfasado del detector, emulando un desfase en la señal.

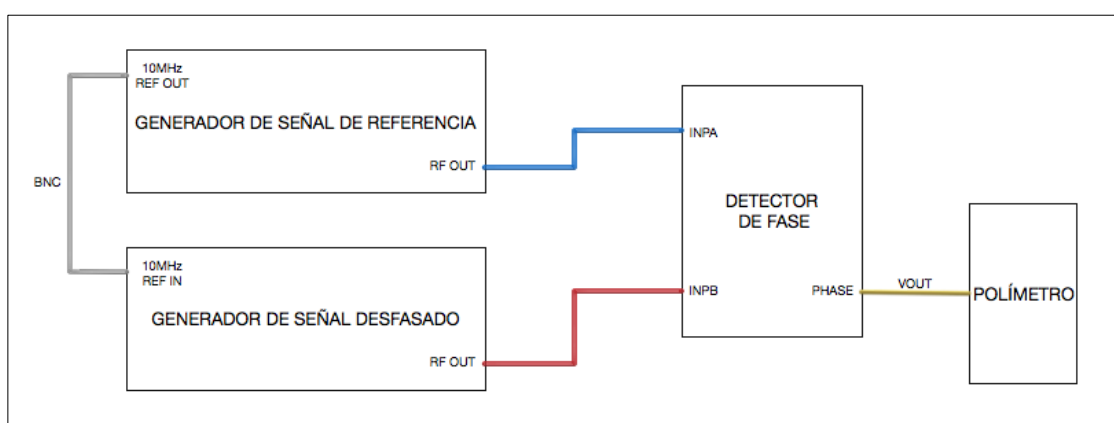


Figura 4.3.1-1. Setup de medida del detector de fase

Si barremos en fase desde 0° hasta 180° en pasos de 10° con una potencia de -30dBm y medimos la tensión de salida, obtenemos la respuesta V_{OUT} vs. Phase_{IN} que se observa en la Figura 4.3.1-2 para una frecuencia de entrada de 100MHz . Al comparar esta respuesta con lo que sería una respuesta ideal para la pendiente y punto central por defecto, vemos que el error cometido en la medida con respecto a lo que sería la respuesta ideal es el que aparece en la Figura 4.3.1-3.

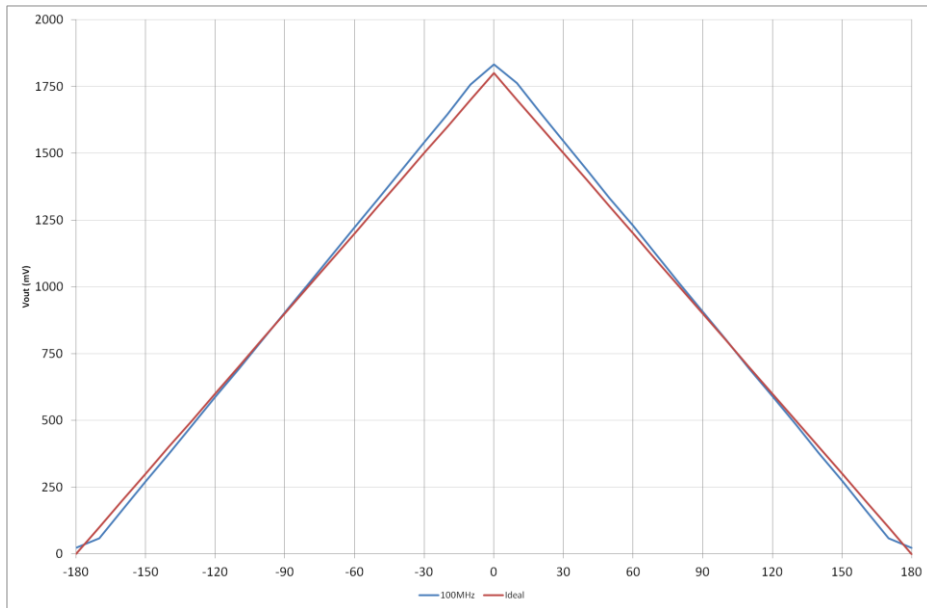


Figura 4.3.1-2. Respuesta medida para f_{IN} de 100MHz

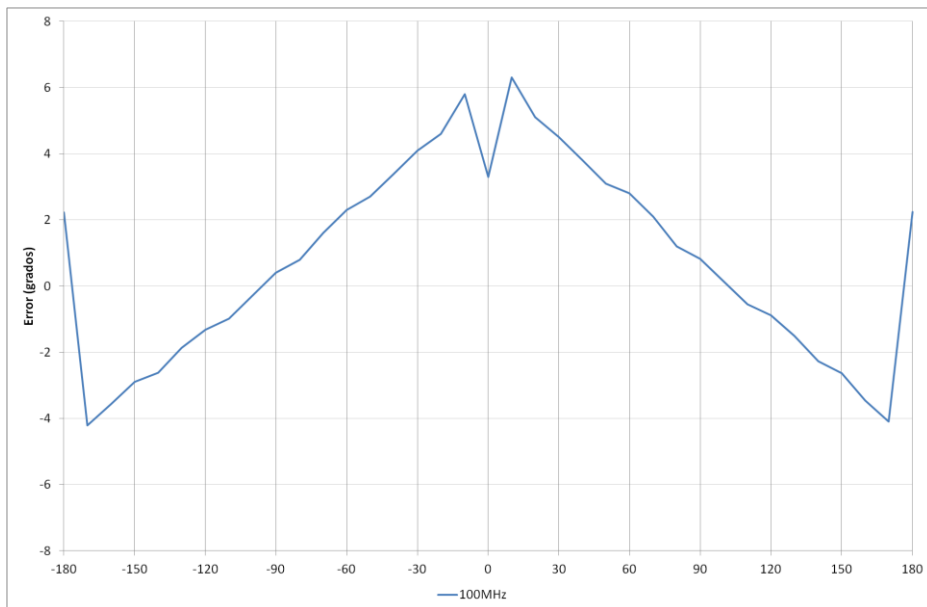


Figura 4.3.1-3. Error en la medida respecto de lo ideal para f_{IN} de 100MHz

Podemos compararla con la que aparece en el datasheet (ver Figura 4.3.1-4) y vemos que en la parte de los extremos, -180° y $+180^\circ$, el comportamiento es el esperado con una pequeña tensión residual en lugar de tener 0V. Desde éstos hasta el punto central del rango la respuesta es muy lineal, sin cambios bruscos de pendiente. Una vez llegado al punto central de 0° se observa que en la unidad bajo prueba saca más tensión de la ideal y la declarada en el datasheet. Calculando el error cometido en la medida vemos que no es plano como nos indica Analog, sino que presenta una curva creciente y decreciente, dependiendo del signo del desfase, lineal excepto en los puntos singulares antes comentados.

A parte de los detalles, la respuesta para esta frecuencia la respuesta, aunque un poco distante de lo deseado, es muy marcada y definida, lo cual facilita una medida correcta del desfase.

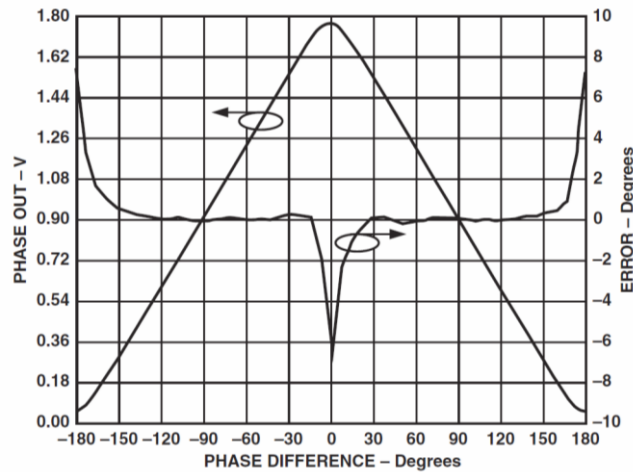


Figura 4.3.1-4. Tensión de salida y error según el datasheet

Para tener una mejor idea del comportamiento del detector en un rango más amplio de frecuencia, se repite la misma prueba para frecuencias de 250MHz, 500MHz, 1GHz, 1.5GHz y 2GHz que junto con la de 100MHz presentan las respuestas y errores que se observan en la Figura 4.3.1-5 y Figura 4.3.1-6. Se puede ver que el comportamiento es muy similar para todas las frecuencias de estudio y obteniendo un error en un rango entre +12/-8 grados.

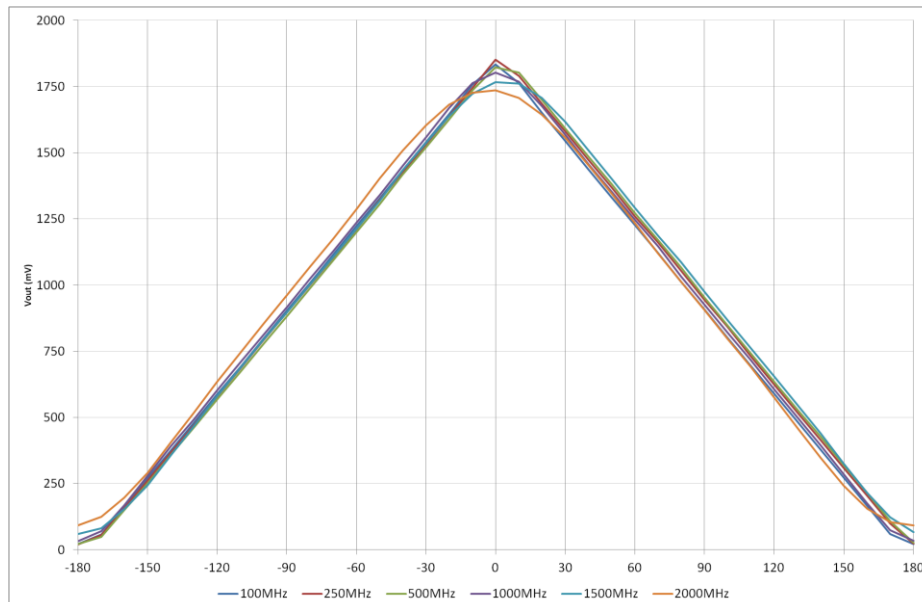


Figura 4.3.1-5. Respuesta medida para varias frecuencias de entrada

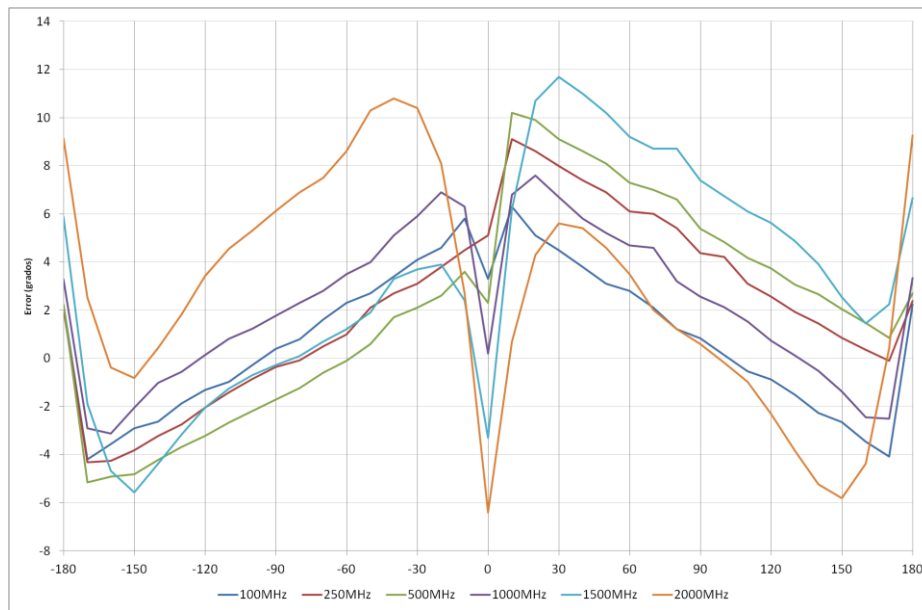


Figura 4.3.1-6. Error en la medida para varias frecuencias de entrada

4.3.2 MEJORA DEL FILTRADO DE VIDEO DE SALIDA

Como se recomienda en el datasheet, se añade un condensador de 10pF en los pads MFTL y PFTL destinados al filtrado de la tensión de salida para intentar que la respuesta del integrado sea un poco más suave y uniforme.

Si procedemos a realizar la misma prueba que antes y para las mismas frecuencias utilizadas en el apartado anterior, observamos que la respuesta que tenemos ahora es mucho más uniforme para las distintas frecuencias de entrada, lo cual reducirá la incertidumbre en la medida y la desviación respecto de la respuesta ideal será menor. Se puede ver el comportamiento en la Figura 4.3.2-1 y Figura 4.3.2-2.

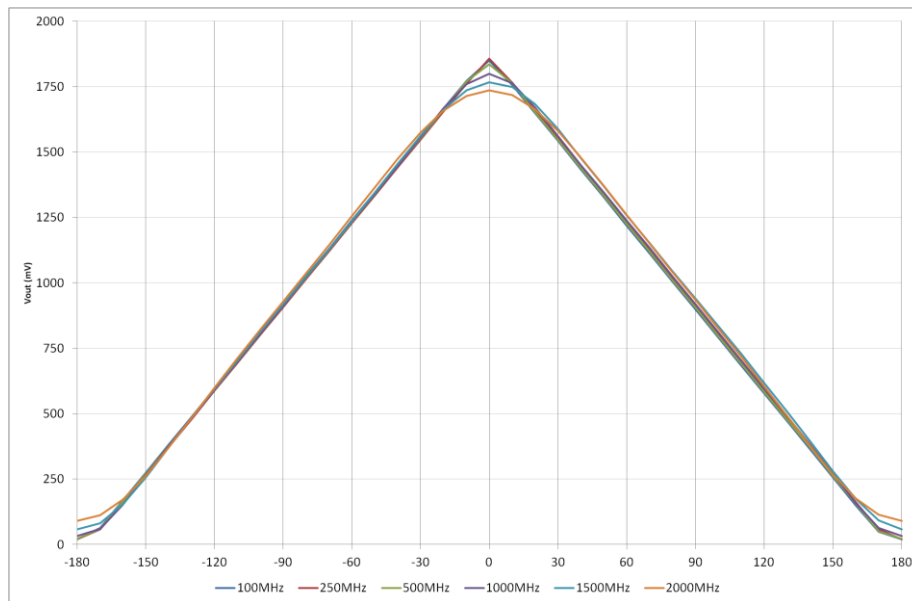


Figura 4.3.2-1. Respuesta filtrada para varias frecuencias de entrada

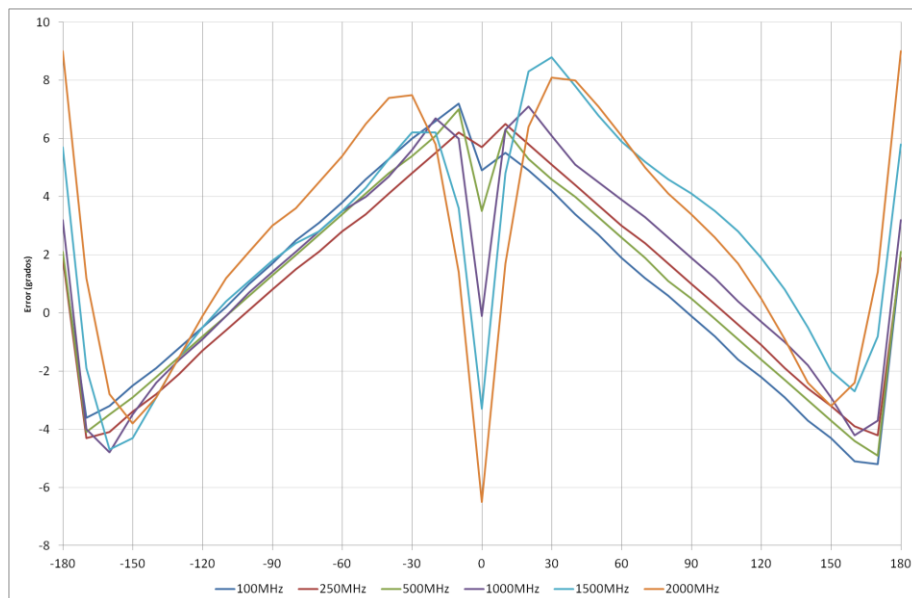


Figura 4.3.2-2. Error en la medida filtrada para varias frecuencias de entrada

Teniendo en cuenta estas respuestas, parece claro que no se puede aprovechar todo el rango de valores de desfase, y como ya se ha comentado, para no tener ambigüedad en la lectura de frecuencia solo se puede coger el tramo de desfases positivos o negativos (en este caso positivos) con lo que el intervalo de trabajo se reduce.

Como en el entorno de los extremos -180° y $+180^\circ$ hay presente una tensión parásita, la respuesta lineal esperada se distorsiona, y en el entorno del punto central del desfase, 0° , a medida que aumenta la frecuencia la respuesta se achata más cada vez, se vuelve a perder el comportamiento lineal, es recomendable escoger un rango de desfases para trabajar lo suficientemente lejos de estos puntos para evitar comportamientos indeseados en la lectura.

Viendo los errores cometidos con respecto a lo que sería una respuesta con una pendiente de $10\text{mV}/^\circ$ (por defecto configurada así), se observa que aunque se cometa error, éste es acotable y calibrable mediante una sencilla corrección posterior a la medida.

Teniendo en cuenta el párrafo anterior, parece que lo más lógico es seleccionar la banda de trabajo desde 30° hasta 150° . Este será el rango de desfases que se manejarán en el proyecto. En este margen la respuesta que ofrece el detector es lo bastante buena para trabajar sin cometer errores excesivos.

Si calculamos las pendientes positivas y negativas de las respuestas obtenidas para las distintas frecuencias inyectadas y en el rango de fase antes marcado, se obtienen los valores de la Tabla 4.3.2-1.

Tabla 4.3.2-1. Pendiente de la respuesta para varias frecuencias de entrada

Frec (MHz)	Pendiente asc. (mV/°)	Pendiente desc. (mV/°)
100	10,708	-10,708
250	10,692	-10,683
500	10,692	-10,692
1000	10,750	-10,758
1500	10,900	-10,875
2000	10,942	-10,942

Los valores calculados muestran un comportamiento muy similar independientemente de la frecuencia de entrada que, aunque dista casi un 10% de la indicada por el fabricante, hará la detección más sencilla al poder aplicar la misma corrección a toda la banda de frecuencias.

4.3.3 PRUEBA DE RESPUESTA INICIAL. BARRIDO EN POTENCIA

Al igual que con el barrido en frecuencia anterior, se usará la misma configuración, pero en este caso se medirá la respuesta para diferentes potencias de entrada al detector.

Se inyecta una frecuencia de 100MHz y se observa la respuesta en fase para un rango de potencias desde -60dBm a 0dBm, como indicaría el datasheet. Los resultados obtenidos son los que se observan en la Figura 4.3.3-1

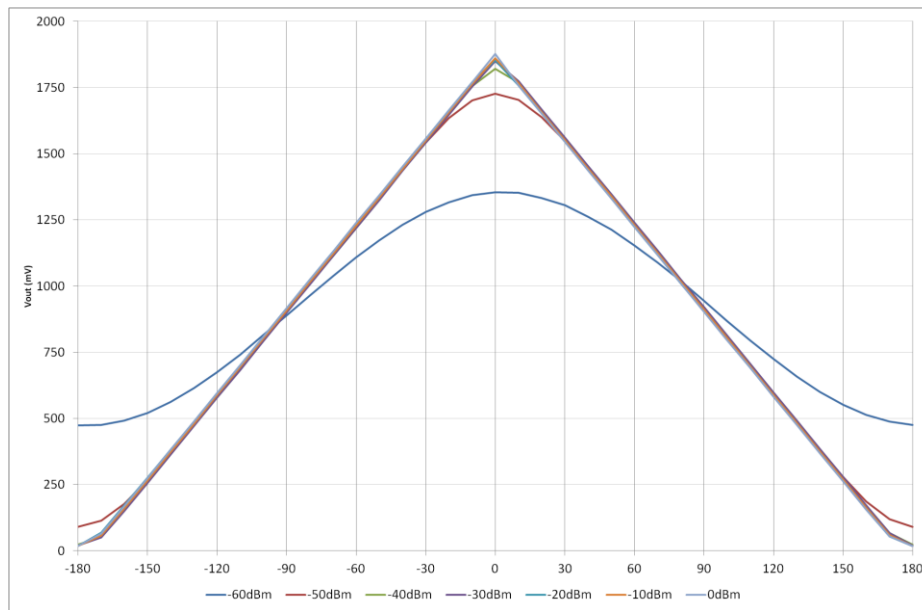


Figura 4.3.3-1. Respuesta para diferentes potencias de entrada

Viendo estos resultados, podemos concluir que las potencias de trabajo que nos darán resultados similares, controlados y calibrables serían desde -50dBm hasta 0dBm, sin llegar a la sensibilidad del detector, ni a su punto de potencia máxima de entrada destructiva, +10dBm. Con este margen de potencias se consigue obtener una respuesta casi idéntica en el rango de desfase antes mencionado.

Volviendo a calcular las pendientes ascendentes y descendentes para este barrido de potencias obtenemos la Tabla 4.3.3-2.

Tabla 4.3.3-2. Pendientes de respuesta para las distintas potencias de entrada

Pin (dBm)	Pendiente asc. (mV/°)	Pendiente desc. (mV/°)
-60	6,275	-6,333
-50	10,575	-10,625
-40	10,692	-10,717
-30	10,692	-10,708
-20	10,683	-10,667
-10	10,683	-10,675
0	10,642	-10,683

Las pendientes que se obtienen, obviando la que se corresponde con una potencia de entrada de -60dBm, son todas muy similares entre sí y además, con las obtenidas en el barrido de frecuencia. Esto volverá a facilitar la tarea de calibración de la respuesta para identificar la frecuencia de entrada.

4.3.4 MEDIDA DE LA ADAPTACIÓN DE ENTRADAS DE RF

Para determinar el rango de frecuencias sobre las que podemos trabajar con este detector, es interesante medir la adaptación que ofrece en las puertas de RF INPA e INPB. Estos datos nos darán una idea de cómo será la señal que llegue a las puertas del integrado dependiendo de la frecuencia ya que una buena adaptación nos garantiza mínimas reflexiones de señal y mejores medidas.

La medida se va a realizar sobre la placa de evaluación, que aunque no es directamente en el pin del integrado, la placa se supone adaptada a 50Ω . En el camino de entrada nos encontramos también con una resistencia de 0Ω , una resistencia de terminación en paralelo de 52.3Ω y un condensador de desacoplo de DC de 1nF . Estos elementos, todos SMD (0402 para las resistencias y 0603 para el condensador), no influirán notablemente en estas bajas frecuencias con lo que podemos considerar la medida como fiable.

Para realizar esta medida, se conectará cada una de las entradas, INPA e INPB, al puerto 1 de un analizador vectorial, en este caso un modelo Agilent PNA N5230C, con el detector alimentado. Se configura el analizador para realizar una medida de S_{11} en la banda 10MHz-3GHz con una potencia dentro del margen lineal del dispositivo (-20dBm) y una vez calibrado el instrumento los resultados son los que aparecen en la Figura 4.3.4-1.

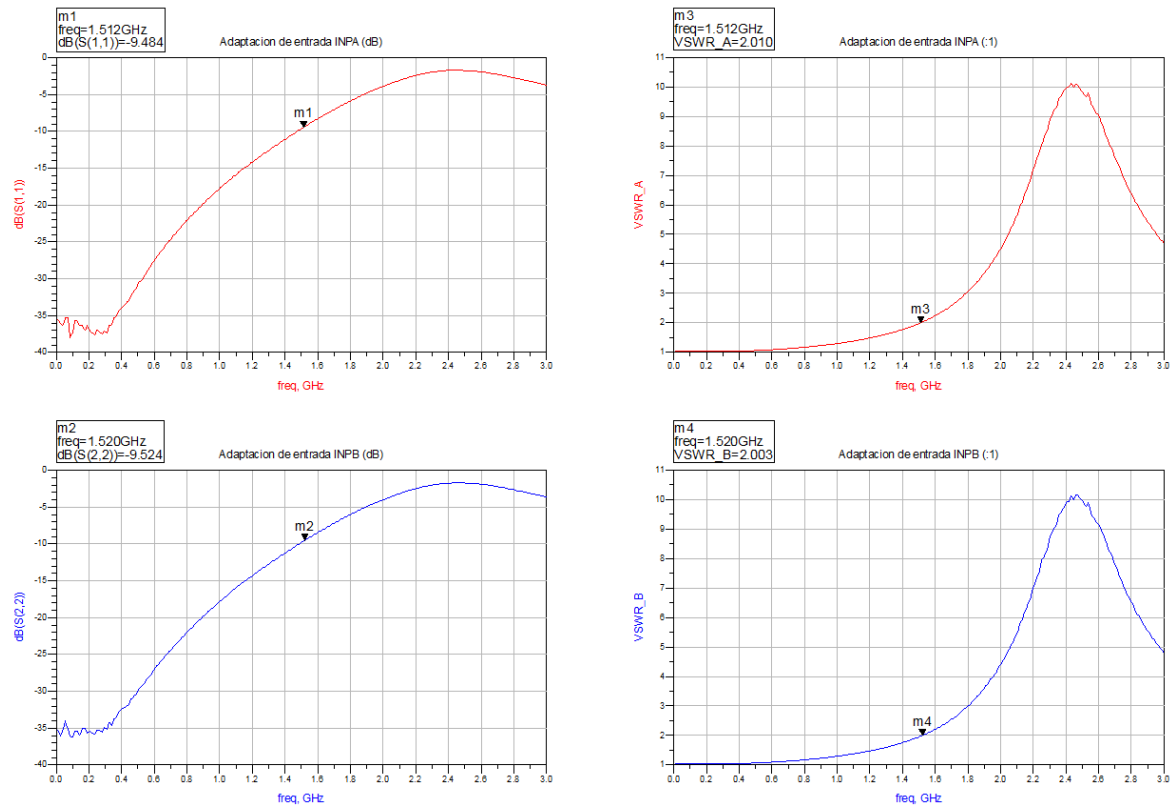


Figura 4.3.4-1. Medida de la adaptación de las entradas

Tomando el criterio de adaptación mínima el valor de 2:1 (-9.54dB), la frecuencia máxima de entrada a la que deberíamos trabajar sería 1.5GHz aproximadamente.

4.4. RESULTADOS

Como se ha podido observar, este detector funciona correctamente para un determinado espacio de frecuencias convenientemente limitado hasta 1.5GHz por sus propias pérdidas de retorno, y potencias de entrada a partir de -50dBm para asegurar un funcionamiento apropiado de este componente.

Aunque el funcionamiento dista un poco del reflejado por el fabricante, es perfectamente válido para el propósito del proyecto, como ya se ha dicho, previa calibración de la respuesta para evitar errores de identificación.

5. ESTUDIO Y REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

5.1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se estudiarán y especificarán los distintos parámetros configurables del sistema, como los retardos a introducir en los posibles caminos. Se presentan una serie de ecuaciones sencillas y fáciles de interpretar que ilustran los cálculos necesarios para evaluar la respuesta del sistema y la construcción del mismo. También se comentan los cálculos necesarios para la obtención de los retardos especificados, así como un pequeño avance de lo que será la resolución en frecuencia.

Una parte muy importante en este capítulo es el estudio del efecto de las adaptaciones en la respuesta en fase de los componentes del sistema. Como se verá en la sección correspondiente, este hecho es un agente fundamental en las prestaciones y resultados del sistema completo.

5.2. CÁLCULO Y DEFINICIÓN DEL RETARDO MÁXIMO APLICABLE

La diferencia en longitud eléctrica entre dos señales que tienen caminos de diferente longitud física viene dada por la siguiente relación:

$$\tau = \frac{\Delta\varphi}{360 \cdot \Delta f} \cdot 1000$$

Con

- τ : el retardo eléctrico, en ps
- $\Delta\varphi$: la diferencia de fase, en grados
- Δf : la diferencia de frecuencia, en GHz

En nuestro caso, teniendo en cuenta el rango de fase de uso del detector y el ancho de banda de entrada al sistema:

$$\tau = \frac{(150 - 30)}{360 \cdot (5.5 - 2.5)} \cdot 1000 = 111.11 \text{ ps}$$

Este dato obtenido sería el retardo máximo aplicable para tener una diferencia de fase de 120° entre 2.5 y 5.5GHz de entrada.

Pero esto sería en el caso ideal. Hay que tener en cuenta que el desfase entre dos señales a 2.5GHz no es 0°. Es en DC donde se encuentra el origen de fase. En una frecuencia de 2.5GHz y con esa diferencia eléctrica entre las dos señales, habría un desfase entre ellas de:

$$\varphi = \frac{\tau \cdot 360 \cdot f}{1000} = \frac{111.11 \cdot 360 \cdot 2.5}{1000} = 100^\circ$$

Lo que nos dejaría con poco margen de maniobra, ya que habíamos estipulado anteriormente que la diferencia máxima de fase a la entrada del detector para trabajar con él en una zona lo mas lineal posible es de 150°.

Además, aplicando este retardo, obtendríamos una diferencia de fase a 5.5GHz de:

$$\varphi = \frac{\tau \cdot 360 \cdot f}{1000} = \frac{111.11 \cdot 360 \cdot 5.5}{1000} = 220^\circ$$

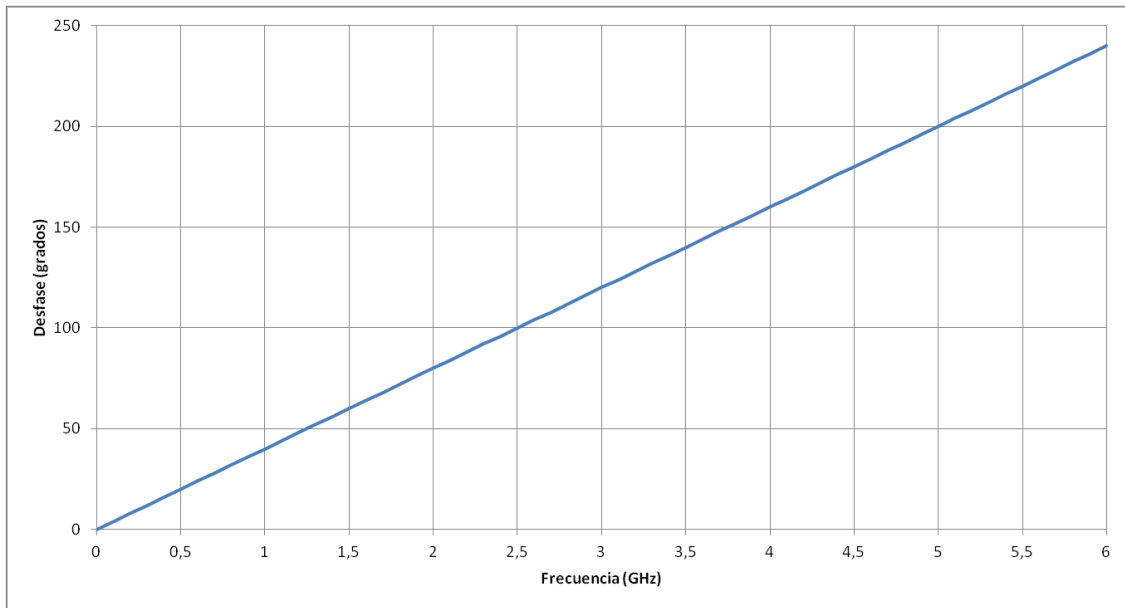


Figura 5.2-1. Desfase entre señales con retardo máximo aplicado

Como se puede observar, este dato, aparte de superar el nivel máximo de desfase estudiado para trabajar con resultados óptimos, sobrepasa los 180° , lo que daría lugar a ambigüedades en la resolución de frecuencia.

Una posible solución a este problema es reducir el retardo aplicado a las señales para conseguir que el desfase a 5.5GHz no supere el valor máximo establecido para esta función. Esta es la solución inmediata, pero si se llevara a cabo tendría un problema que repercutiría en la resolución de frecuencia del sistema, puesto que si reducimos la pendiente de desfase estaríamos infrautilizando el rango dinámico del detector.

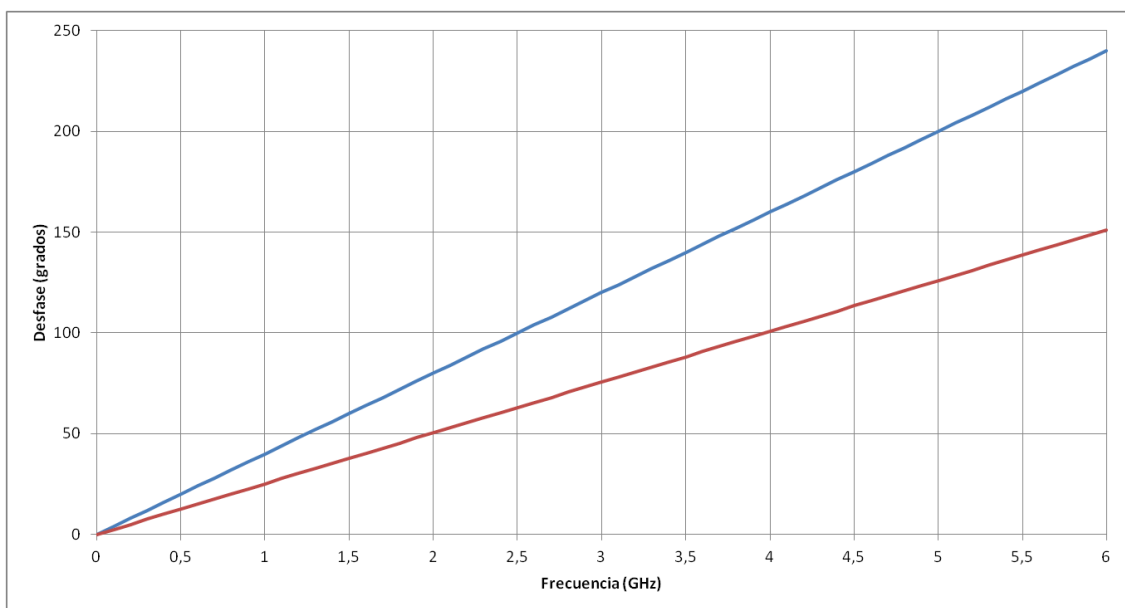


Figura 5.2-2. Comparativa de desfase entre retardo máximo (azul) y retardo menor (rojo)

Para solventar de una manera eficiente este problema y poder utilizar todo el rango del detector, hagamos un estudio breve sobre las señales que se están mezclando y sus salidas.

Supongamos una señal de entrada de la forma $\cos(\omega_{RF}t)$, donde ω_{RF} es la frecuencia de la señal de RF, y otra $\cos(\omega_{LO}t)$ con ω_{LO} la frecuencia del oscilador local.

La señal de RF se divide en dos y a una de ellas se le aplica un retardo, como hemos visto, dando lugar a:

$$\begin{aligned}x1 &= \cos(\omega_{RF}t) \\x2 &= \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})\end{aligned}$$

Donde φ_{RF} es la fase resultante del retardo introducido a una frecuencia concreta.

Estas dos señales entran a los mezcladores, se batan con la señal de LO y su producto da como resultado:

$$y1 = \cos(\omega_{RF}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) = \frac{\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t)}{2}$$

$$\begin{aligned}y2 &= \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \cdot \cos(\omega_{LO}t) = \\&= \frac{\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \varphi_{RF}) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \varphi_{RF})}{2}\end{aligned}$$

En nuestro caso estamos interesados en la downconversion y, obviando los factores de amplitud, las señales de interés son:

$$\begin{aligned}\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) \\ \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \varphi_{RF})\end{aligned}$$

Se puede observar que se conserva la fase introducida en el retardo previo. Parece sencillo llegar a la conclusión de que si lo que queremos es reducir la fase inicial en la banda de trabajo, debemos reducir el valor de φ_{RF} .

Si introducimos ahora un retardo adicional en una de las líneas de LO que van a los dos mezcladores, obtenemos dos señales de oscilador que son:

$$\begin{aligned}l1 &= \cos(\omega_{LO}t) \\l2 &= \cos(\omega_{LO}t + \varphi_{LO})\end{aligned}$$

Ahora, mezclando $x1$ con $l1$ y $x2$ con $l2$, las señales que obtenemos a la salida de los mezcladores:

$$y1 = \cos(\omega_{RF}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) = \frac{\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t)}{2}$$

$$y2 = \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \cdot \cos(\omega_{LO}t + \varphi_{LO}) = \frac{\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \varphi_{RF} + \varphi_{LO}) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}{2}$$

La primera de las señales es idéntica a la obtenida anteriormente, pero en la segunda, y en el factor de downconversion que nos interesa, aparece el valor de desfase introducido en el camino de LO que tiende a disminuir la fase final de la señal por lo que, en principio podríamos configurar un valor de fase adecuado a nuestras necesidades. Esto es equivalente de manera grafica a introducir un offset en la pendiente de desfase entre las dos señales.

Como lo que se persigue es empezar a utilizar el detector con un desfase mínimo (30°) para la frecuencia inicial de 2.5GHz, cuyo desfase era de 100° , el desfase a introducir en el camino de oscilador tiene que ser de:

$$30^\circ = \varphi_{RF} - \varphi_{LO} \rightarrow \varphi_{LO} = \varphi_{RF} - 30^\circ = 100^\circ - 30^\circ = 70^\circ$$

El cual, para la frecuencia de oscilador de 4GHz utilizada, se corresponde con un retardo eléctrico de:

$$\tau = \frac{70}{360 \cdot 4} \cdot 1000 = 48.61 \text{ ps}$$

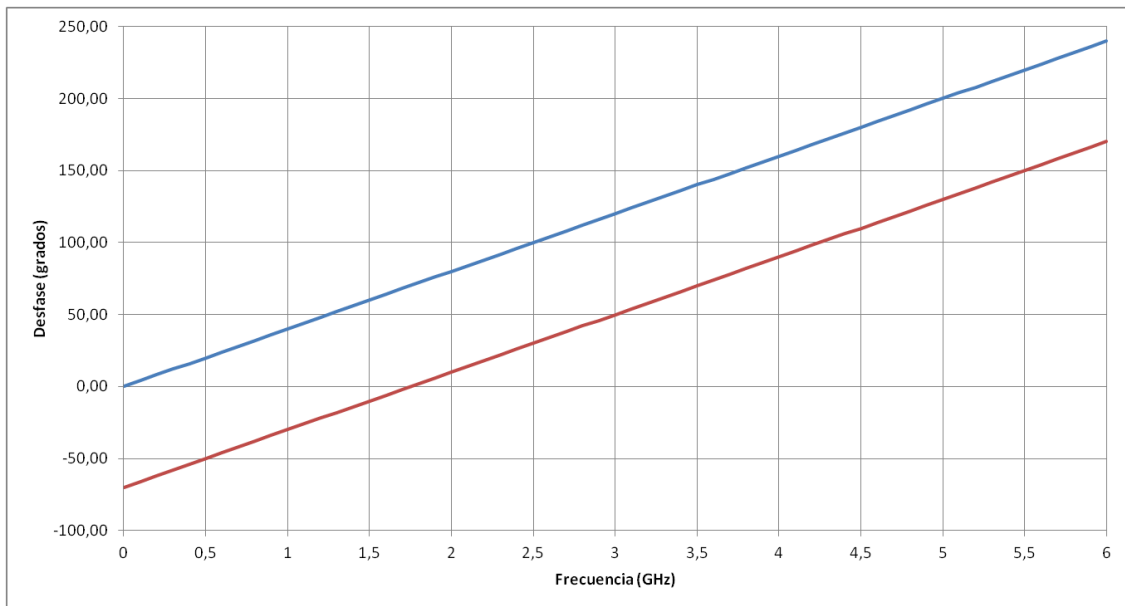


Figura 5.2-3. Comparativa desfase sin offset en LO (azul) y con offset de 48.61ps (rojo)

Introduciendo este retardo en el camino del oscilador y teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores, la diferencia de fase a la salida para los extremos de la banda, los valores de fase serian justamente los que se han planificado para aprovechar al máximo el detector.

La maniobra de introducir un desfase adicional en el oscilador nos permite utilizar todo el rango disponible, lo que se traduce en una mejora en la resolución de frecuencia.

5.2.1 OBTENCIÓN DEL RETARDO ESPECIFICADO

Una vez que ya tenemos fijados los retardos a aplicar a los caminos de RF y de LO, procedemos a la realización de esta tarea físicamente.

Como el montaje será conectorizado, los retardos se conseguirán mediante diferencia de longitud entre dos cables. Los cables usados serán coaxiales de RF Sucoform_86 de Huber+Suhner. Estos cables coaxiales son apantallados, de 50Ω , con una frecuencia máxima de trabajo de 20GHz y con un retardo específico en la señal de 4.7ps/mm [8].

Con este último dato, podemos calcular las diferencias de longitud que son necesarias introducir en los dos caminos para conseguir el objetivo.

$$\Delta l_{RF} = \frac{111.1ps}{4.7ps/mm} \approx 23.6mm$$
$$\Delta l_{LO} = \frac{48.6ps}{4.7ps/mm} \approx 10.3mm$$

Entonces, teniendo un cable de referencia para cada camino y otro más largo según lo calculado anteriormente, obtendríamos las características necesarias para un funcionamiento correcto.

5.3. RESOLUCIÓN EN FRECUENCIA

En el apartado anterior se han calculado los retardos aplicables tanto al camino de RF como al de LO para conseguir el mejor comportamiento posible del detector.

En este punto vamos a ver qué salida obtenemos de la medida de fase con la configuración del sistema propuesta anteriormente. Al final, la medida que nos dará el dato de frecuencia es la tensión de salida.

La pendiente de fase está directamente relacionada con la resolución en frecuencia, es decir, con el voltaje a la salida. El detector de fase tiene una función de transferencia que produce un voltaje dependiendo de la diferencia de fase a la entrada como se ha visto en el capítulo 4.3.

Si dejamos el valor de la pendiente y el punto central de la respuesta del detector por defecto, tenemos que según estos valores y los calculados en el apartado anterior, tenemos un rango de tensión de:

$$V_{range} = 10 \text{ mV}/^\circ \cdot 150^\circ = 1.5V$$

Lo que, traducido a frecuencia es:

$$F_{res} = \frac{1.5V}{3000MHz} = 0.5 \text{ mV}/MHz$$

Este valor nos indica el incremento de tensión a la salida por cada MHz que se mueve la frecuencia de entrada. A simple vista, se observa que este valor es demasiado pequeño como para poder medirlo con precisión y sin errores por lo que, el sistema no podrá tener una resolución tan fina.

Para garantizar que la medida que se va a realizar en laboratorio no está contaminada por el propio equipo de medida, éste tiene que tener prestaciones superiores a la propia resolución que se le pide al detector.

5.4. CÁLCULOS DE ADAPTACIONES PARA RIZADO DE FASE

Debido a las desadaptaciones que presentan los elementos de la cadena de RF, especialmente el mezclador, se producen ondas estacionarias en el camino afectando a la fase de la señal incidente. Los mezcladores, por norma general, presentan unos niveles de pérdidas de retorno en sus puertos bastante malos. Esto es debido a su composición interna, normalmente baluns que están adaptados en banda ancha. Como esto es un problema con el que tenemos que convivir a la fuerza, lo más sensato es atacarlo para intentar resolverlo, o que nos afecte lo menos posible, ya que los rizados en la fase de la señal nos restarán precisión en la medida de frecuencia, teniendo que dar una ventana más grande en fase para una misma frecuencia, es decir, la resolución disminuye.

Supongamos una señal incidente en tensión, V^+ , por una línea de transmisión que ataca a un elemento con un coeficiente de reflexión, Γ . La señal resultante que se encuentra en la línea es de la forma [9]:

$$V(z) = V_0^+ \cdot e^{-j\beta z} + V_0^- \cdot e^{j\beta z}$$

Donde V^+ es la onda incidente y V^- es la onda reflejada debido a Γ . Entonces, el coeficiente de reflexión viene definido como:

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+}$$

Esto quiere decir que la onda reflejada es una fracción de la onda incidente. Podemos reescribir entonces la ecuación de la onda incidente como:

$$V(z) = V_0^+ \cdot e^{-j\beta z} + \Gamma \cdot V_0^+ \cdot e^{j\beta z} = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z})$$

Debido a esta reflexión, si incidimos con una onda, a , en cualquier punto de la línea de longitud l tendremos una onda estacionaria formada por la suma de la onda incidente y la reflejada. En la entrada de la línea ($z=0$), la onda estacionaria es de la forma:

$$a_{eq} = a + \Gamma \cdot a \cdot e^{-2j\beta l} = a(1 + \Gamma e^{-2j\beta l})$$

Esta onda tiene una variación de fase:

$$\tan\varphi = \frac{\Gamma \cdot \sin(2\beta l)}{1 + \Gamma \cos(2\beta l)}$$

Observando la ecuación anterior, nos podemos encontrar con varios casos:

- Si $\Gamma = 0$. Entonces nos encontramos que no hay onda reflejada, por lo tanto tampoco onda estacionaria con lo que no hay rizado de fase.
- Si $\Gamma \downarrow \downarrow$. La función de la fase se puede aproximar a $\Gamma \cdot \sin(2\beta l)$.

Para la ecuación general, se puede ver que la variación de fase introducida es mayor cuanto mayor es la reflexión. Además, la variación depende también de la longitud de la línea y de la frecuencia, con lo que nos encontraremos que para un cable coaxial de una longitud fija, el rizado en la fase ira variando según vayamos recorriendo las distintas frecuencias.

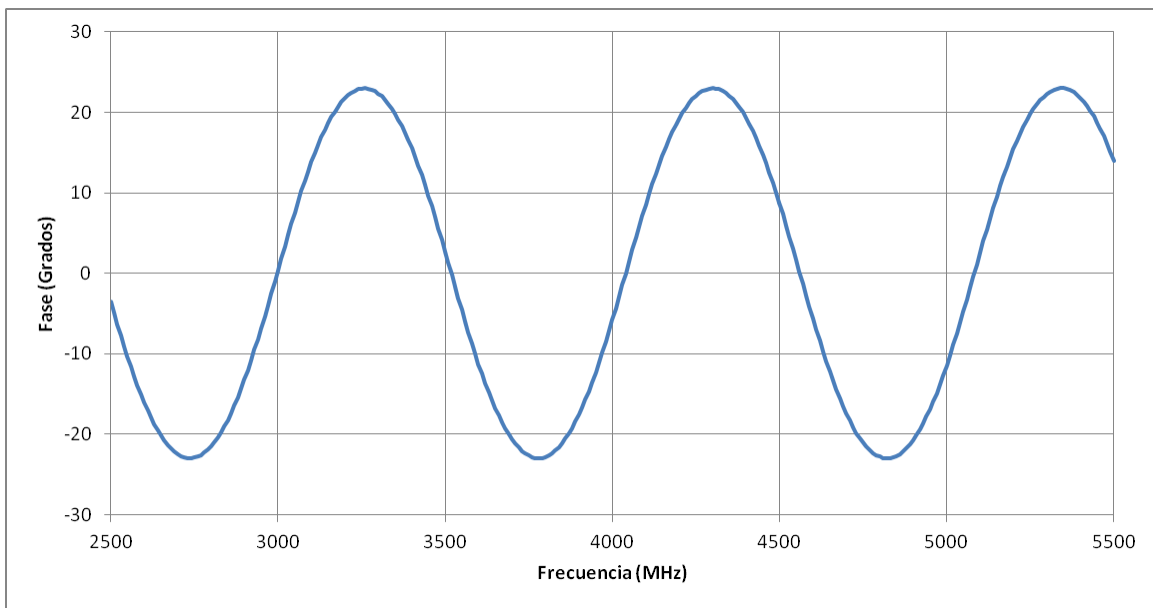


Figura 5.4-1. Variación de fase con la frecuencia para una longitud de 10cm y $\Gamma=0.3$ (RL=10.4dB)

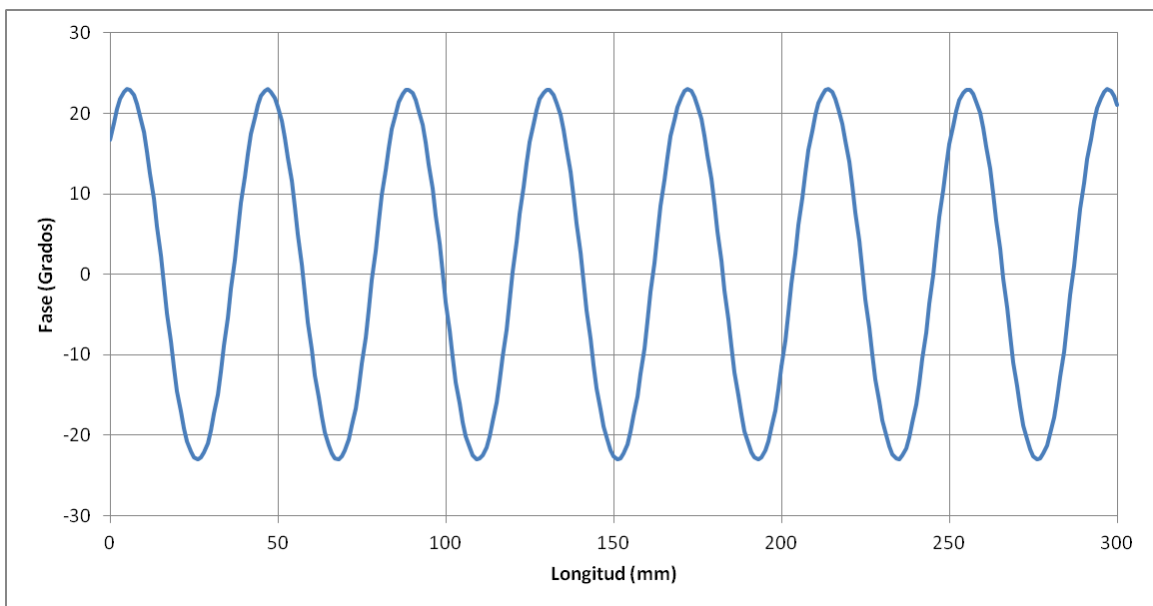


Figura 5.4-2. Variación de fase con la longitud para una frecuencia de 2.5GHz y $\Gamma=0.3$ (RL=10.4dB)

Como se puede ver en las figuras superiores, incluso con una adaptación a la entrada del elemento de 10dB, lo cual no es del todo malo, podremos tener unos rizados considerables que afectan mucho a la medida.

Incluso, las graficas superiores pueden ser demasiado optimistas ya que los mezcladores, el elemento que se encontrará la señal después de ser dividida, poseen adaptaciones peores, llegando a valores de hasta 5dB de pérdidas de retorno. Este valor mencionado, produce rizados de hasta 40°.

Esto nos complicaría mucho la medida de fase y, por tanto, la medida de frecuencia, teniendo que abrir una ventana más grande de valores de fase válidos para una frecuencia dada y con ello perdiendo resolución.

Para solucionar este problema, queda claro que la solución tiene que tender a mejorar ese coeficiente de adaptación.

El mezclador es comercial, así que no se puede modificar. Para mejorar ese coeficiente de reflexión no queda otra que sacrificar ganancia para incluir atenuación a la entrada del mezclador para que reduzca los rizados.

Incluyendo atenuadores a la entrada y a la salida del mezclador podemos fijar un objetivo de rizado de fase, y con él, obtener el valor de atenuación requerido.

Al introducir un atenuador en el camino, la ecuación de la onda estacionaria que tenemos a la entrada de la línea es:

$$a_{eq} = a + \alpha^2 \cdot \Gamma \cdot a \cdot e^{-2j\beta l} = a(1 + \alpha^2 \Gamma e^{-2j\beta l})$$

Y su fase:

$$\tan \varphi = \frac{\alpha^2 \Gamma \cdot \sin(2\beta l)}{1 + \alpha^2 \Gamma \cos(2\beta l)} \approx \alpha^2 \Gamma \cdot \sin(2\beta l)$$

En la ecuación superior se ha utilizado la aproximación de $\alpha^2 \Gamma \cos(2\beta l) \rightarrow 0$ si la atenuación es suficiente, como se puede observar en la siguiente figura:

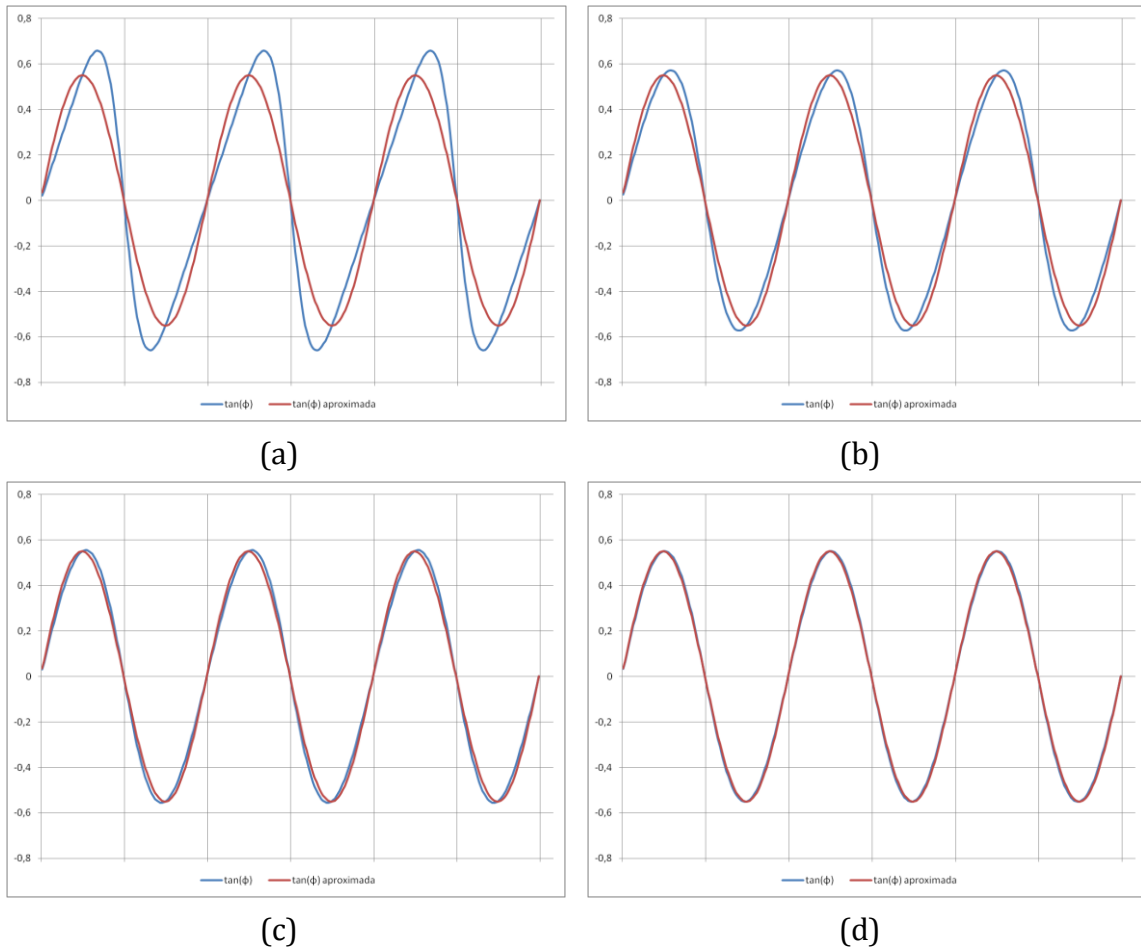


Figura 5.4-3. Comparativa de la ecuación de fase de la onda estacionaria para atenuaciones de 0dB (a), 3dB (b), 6dB(c) y 10dB (d)

A continuación, veamos como modifican la fase las atenuaciones de la figura anterior para los casos de la Figura 5.4-1 y Figura 5.4-2:

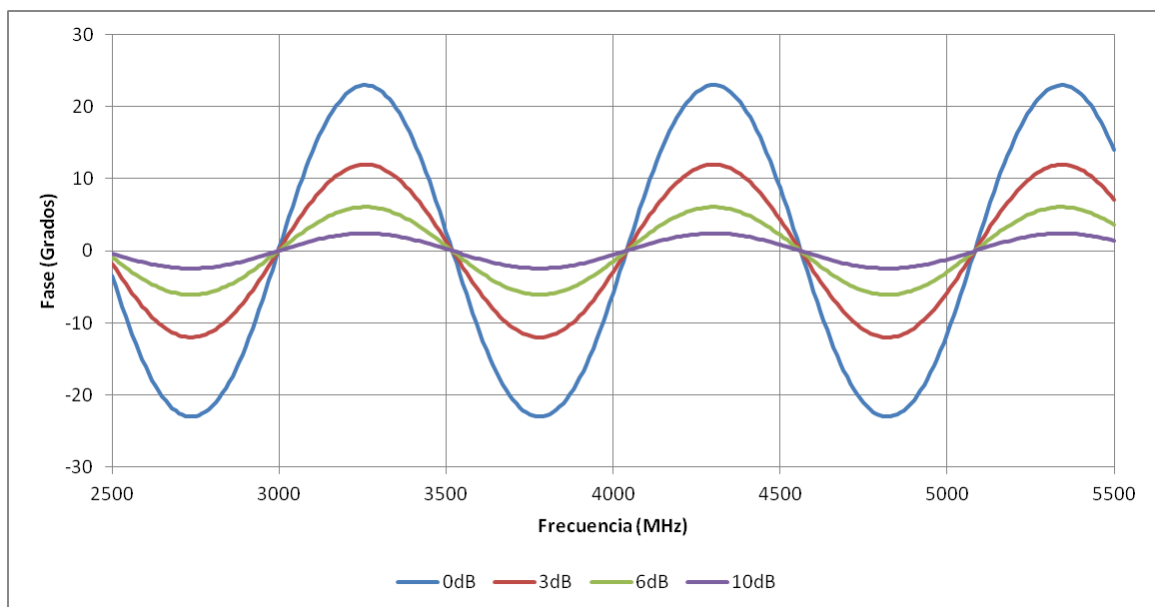


Figura 5.4-4. Variación de fase con la frecuencia para diferentes atenuaciones

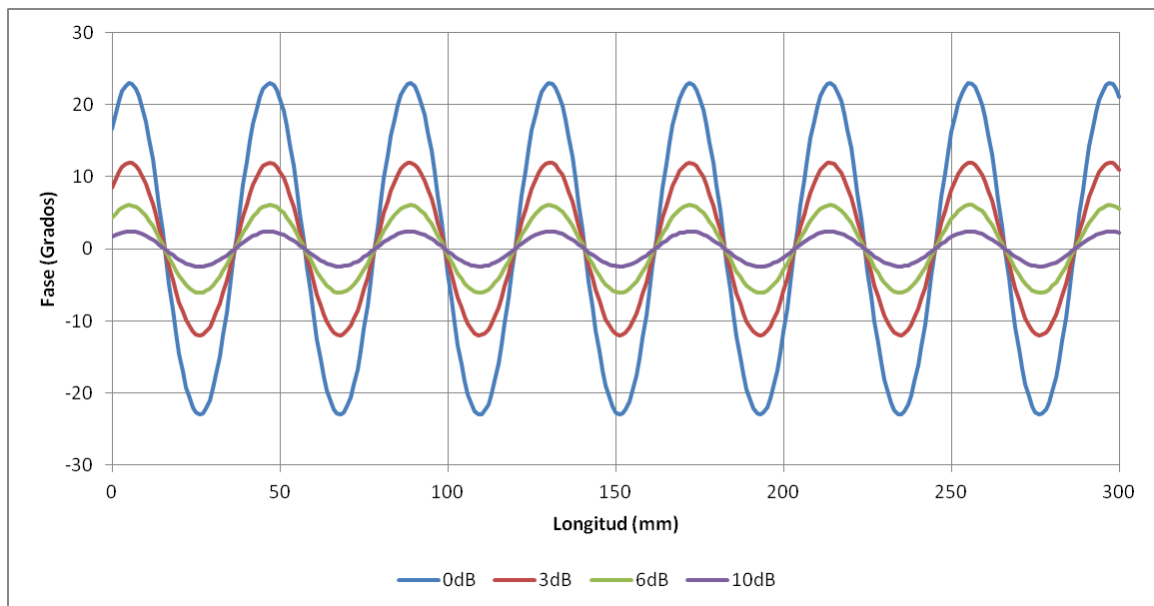


Figura 5.4-5. Variación de fase con la longitud para diferentes atenuaciones

Incluir atenuadores implica pérdida de potencia útil en la señal y además un aumento en la figura de ruido del conjunto. Pero tiene la ventaja de que la señal que se refleja y vuelve a la línea, lo hace con una atenuación que es el doble de la incidente, puesto que se atenúa a la ida y de nuevo a la vuelta después de reflejarse en el puerto desadaptado, de ahí el factor cuadrático de la ecuación.

Además, dado que este subsistema suele posicionarse al final de la cadena analógica de RF, que aumente su figura de ruido no tiene un impacto muy negativo en el sistema completo.

Como se puede observar en las figuras anteriores, con un atenuador de solo 3dB a la entrada del mezclador podríamos reducir a la mitad aproximadamente el rizado de fase. En el capítulo 6.6.2 se estudiará empíricamente el impacto de esta atenuación en los puertos de RF e IF y se intentará llegar a una solución de compromiso entre buen rizado de fase y atenuación mínima.

6. SIMULACIONES Y PRUEBAS PREVIAS

6.1. INTRODUCCIÓN

Previo a la realización o construcción de cualquier parte del sistema, se realizan varias simulaciones para verificar los cálculos obtenidos y vistos en el capítulo 5. Primeramente, para dar obtener una idea simplificada de la respuesta del sistema, se presentan una serie de simulaciones hechas mediante un código MATLAB construido específicamente para este proyecto.

También se tratarán en este capítulo una serie de medidas preliminares a la construcción o ensamble de todas las piezas que componen el sistema completo, que darán todavía más solidez a los cálculos realizados previamente y a los comportamientos o problemas previstos. Estas medidas tienen el objetivo de preparar el terreno para lo que nos podamos encontrar una vez esté completamente montado el sistema.

6.2. SIMULACIÓN MATLAB DEL CONCEPTO DEL DETECTOR

Esta primera simulación será la encargada de mostrar de manera gráfica el funcionamiento del detector de fase AD8302 asumiendo un funcionamiento ideal.

La función principal del código es la función “Simulacion.m”, la cual recibe varios argumentos de entrada, que son los que se enumeran a continuación y están descritos, tanto estos como el resto del código, en el propio archivo cuyo código está adjunto en el Anexo II. Código MATLAB de simulación.

- f_{in} : es un vector que agrupa la/s frecuencia/s de entrada al sistema en el rango de frecuencias especificado.
- f_{LO} : esta es la frecuencia del oscilador local con el que se mezclarán las señales de entrada produciendo sus respectivas señales de IF.
- potencia: un vector que incluye las potencias de las señales de entrada.
- retardo: el retardo que se le añadirá al camino desfasado.
- retardo_LO: retardo introducido en la rama de oscilador para aplicar un offset a la curva de desfase.
- ruido: variable que permite la adición de AWGN a las señales de entrada con una SNR arbitraria.
- m: añade la posibilidad de realizar un promediado para reducir el efecto del AWGN tomando varias muestras de las señales.

Esta función se encargará de presentar ciertos datos en la ventana de comandos de MATLAB que sirvan de información y ayuda a la hora de visualizar las graficas resultantes, así como de los cálculos de longitudes adicionales para los cables de RF y LO que se deberían construir. También crea dos gráficos, el primero con la forma de las señales de IF que entrarán en el detector y el segundo, con la respuesta en tensión del mismo, señalando el punto que debería darnos la medida mediante la etiqueta V_{out} .

Asimismo, esta función principal llama a una función internamente, “adquisición.m”, que es la encargada de añadir ruido AWGN y simular la obtención de varias señales a modo de promediado (si el promediado es nulo, no hace promedio).

Para intentar predecir el comportamiento del sistema y la tensión a la salida del detector de fase, se lanzan varias simulaciones con diferentes parámetros. Primeramente, se comprobará la salida del sistema con una única señal de entrada (recordemos que este tipo de sistemas es monoseñal y el código de simulación no está adaptado completamente para multiseñal) con los parámetros de retardo calculados en el capítulo 5.2, para las frecuencias de los extremos de la banda, es decir, 2.5GHz y 5.5GHz. Los resultados son los siguientes. No se añadirá de momento ruido ni promediado.

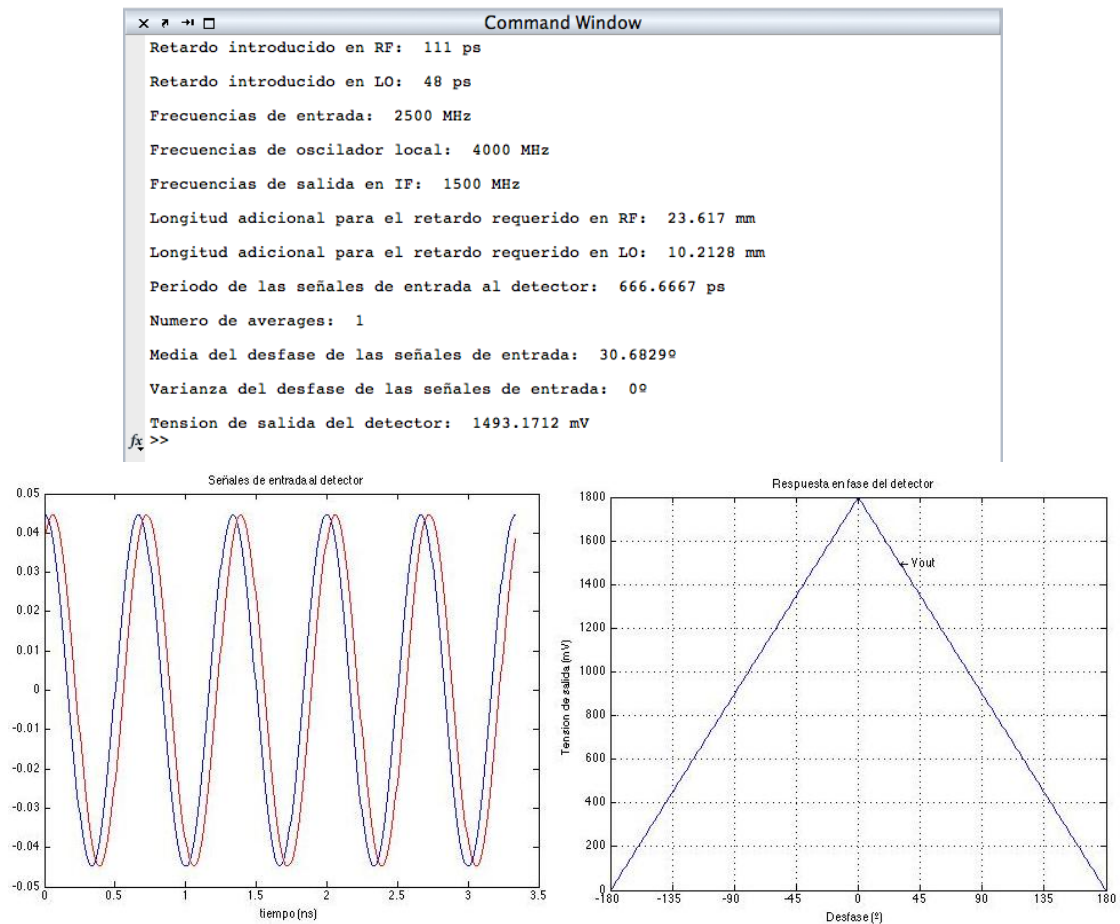
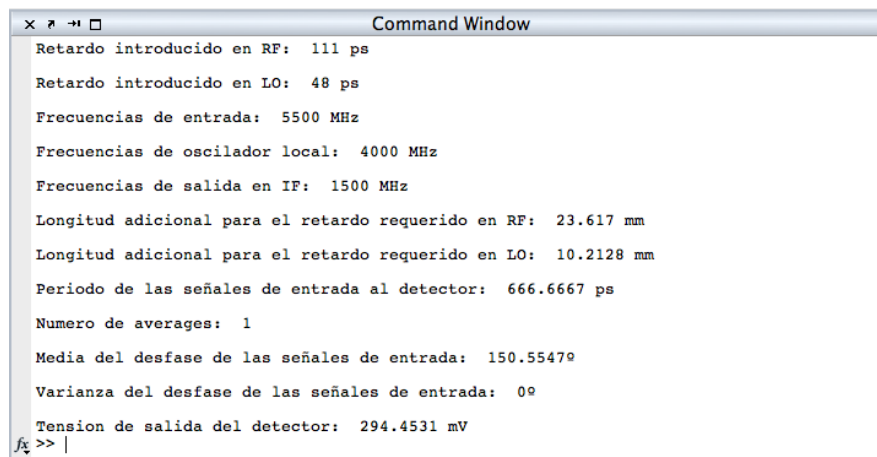


Figura 6.2-1. Resultados para una frecuencia de 2500MHz



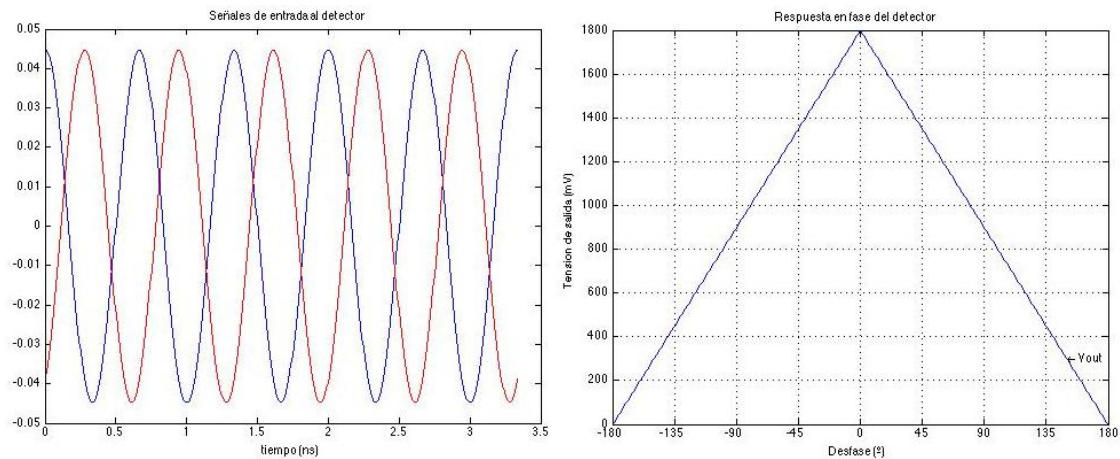


Figura 6.2-2. Resultados para una frecuencia de 5500MHz

Como se puede ver en las graficas superiores, la excursión en tensión que se obtendrá a la salida del detector será la máxima posible, puesto que como muestra la ventana de comandos, nos estamos moviendo en todo el rango de fases estudiado. También se ve de una manera muy gráfica la variación del desfase con la frecuencia ya que, aunque las dos señales producen la misma frecuencia de IF, el desfase existente es muy apreciable.

Con esta función de simulación, si se quisiera, se podría realizar una tabla de calibración del detector simplemente barriendo todo el rango de frecuencias y guardando en una tabla los valores de tensión resultantes para cada una.

A modo ilustrativo, para conocer el posible comportamiento del detector frente a ruido en la señal y su fase, lo que provocaría errores en la lectura de frecuencia, se lanzan simulaciones con AWGN añadido a la señal de una frecuencia cualquiera, por ejemplo 4230MHz.

```

Command Window
Retardo introducido en RF: 111 ps
Retardo introducido en LO: 48 ps
Frecuencias de entrada: 4230 MHz
Frecuencias de oscilador local: 4000 MHz
Frecuencias de salida en IF: 230 MHz
Longitud adicional para el retardo requerido en RF: 23.617 mm
Longitud adicional para el retardo requerido en LO: 10.2128 mm
Periodo de las señales de entrada al detector: 4347.8261 ps
Numero de averages: 1
Media del desfase de las señales de entrada: 99.82439
Varianza del desfase de las señales de entrada: 09
Tension de salida del detector: 801.7571 mV
fx >> |

```

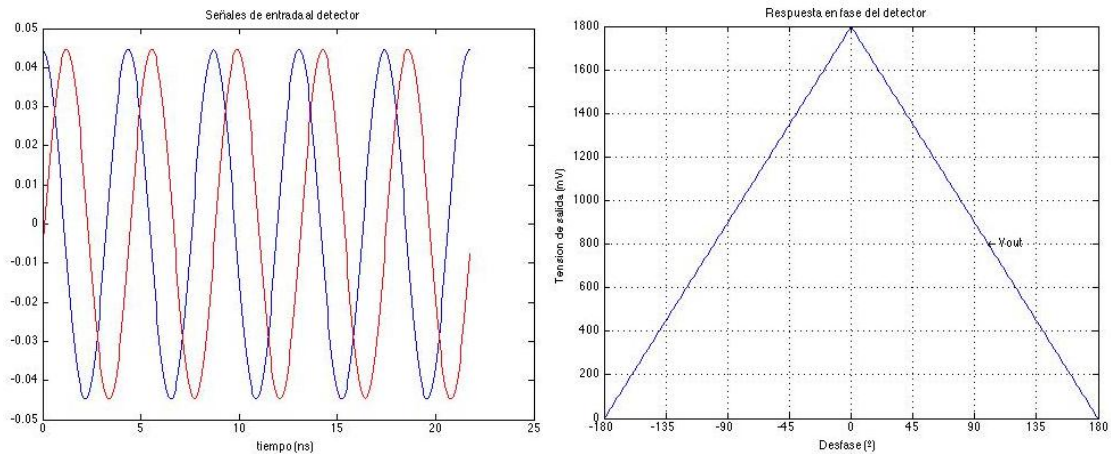


Figura 6.2-3. Respuesta ideal de la señal sin ruido ni promediado

```

Command Window
Retardo introducido en RF: 111 ps
Retardo introducido en LO: 48 ps
Frecuencias de entrada: 4230 MHz
Frecuencias de oscilador local: 4000 MHz
Frecuencias de salida en IF: 230 MHz
Longitud adicional para el retardo requerido en RF: 23.617 mm
Longitud adicional para el retardo requerido en LO: 10.2128 mm
Periodo de las señales de entrada al detector: 4347.8261 ps
Numero de averages: 1
SNR de entrada: 10 dB
Media del desfase de las señales de entrada: 98.6286°
Varianza del desfase de las señales de entrada: 0°
Tension de salida del detector: 813.7139 mV
fx >> |
  
```

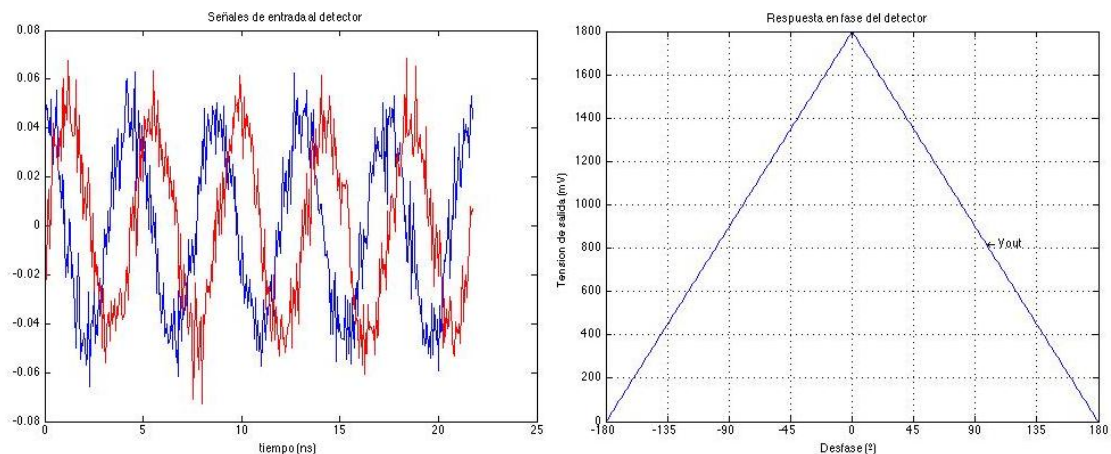


Figura 6.2-4. Respuesta de la señal con una SNR de 10dB y sin promediado

Como se puede apreciar en las capturas superiores, al introducir ruido, éste puede interferir en la medida produciendo pequeños errores a la salida aún cuando la SNR es buena. En este caso, la diferencia en la gráfica de tensión de salida entre la Figura 6.2-3 y la Figura 6.2-4 es ligera, pero observando los datos arrojados en la consola, se ve que la diferencia es de 10mV con una buena SNR. Sin embargo, debido a las características de este tipo de ruido, si hacemos un

promediado de tamaño medio con 128 muestras obtenemos lo que se muestra en la Figura 6.2-5.

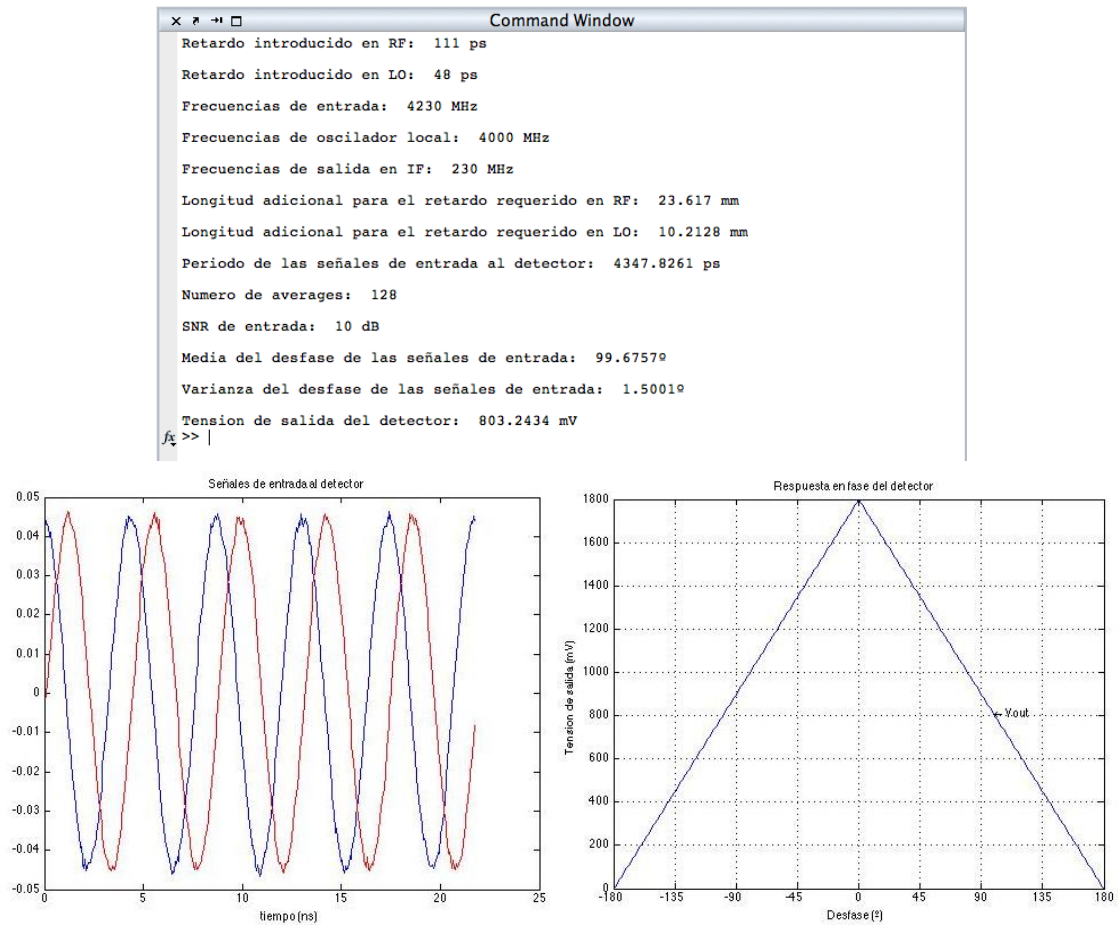


Figura 6.2-5. Respuesta de la señal con una SNR de 10dB y promediado de 128 muestras

Al hacer el promediado de la señal, hemos eliminado gran parte del ruido que incorporaban las señales de entrada dejándolas mucho más limpias tanto en tiempo como en su espectro. Debido a esto, el resultado de la medida de fase y por tanto, tensión a la salida del detector es más preciso comparado con el caso ideal, como se puede observar en los resultados volcados en la consola.

Pero no solo se puede llegar a limpiar ruido de señales con SNR positiva. En el caso en que tuviéramos a la entrada señales con SNR negativas, sería imposible acertar en la medida de la frecuencia dado que en este caso, el ruido tiene mayor potencia que la propia señal, lo cual nos deja resultados totalmente aleatorios como los de la siguiente simulación con una SNR de -10dB.

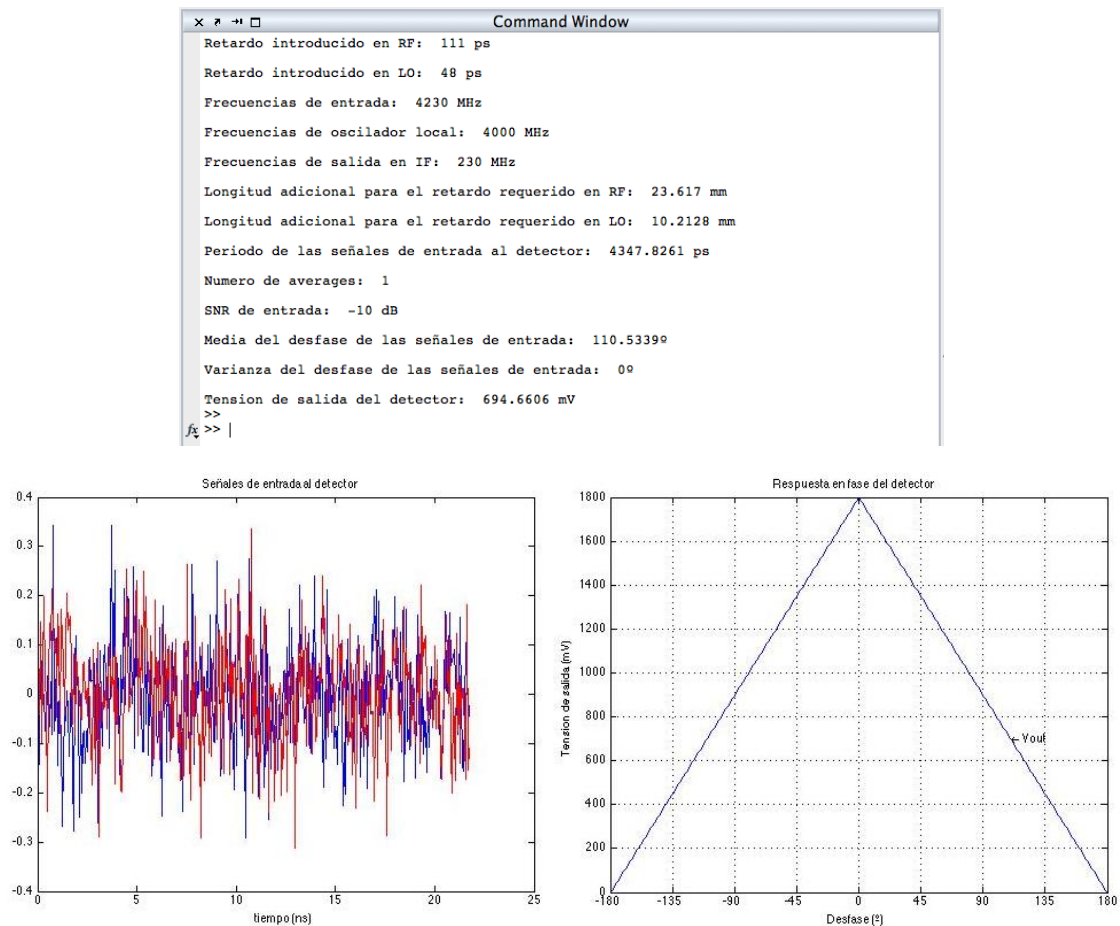
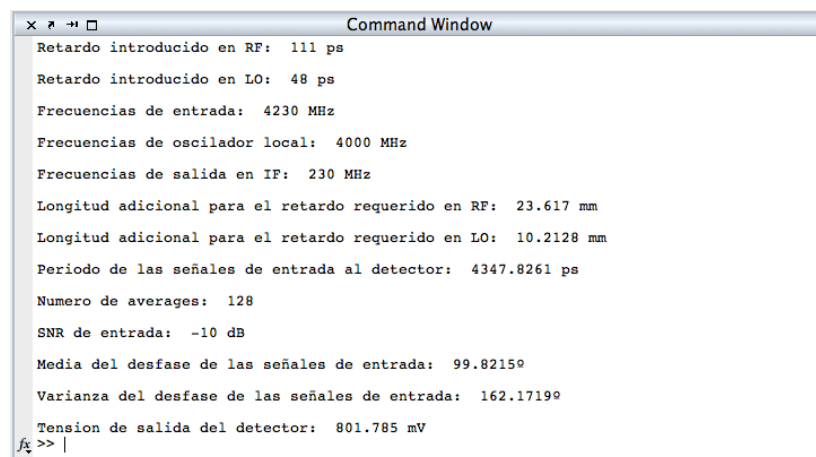


Figura 6.2-6. Respuesta de la señal con una SNR de -10dB sin promediado

Como se puede ver, al detector solamente le está llegando ruido y la tensión de salida reportada será totalmente aleatoria como él. Sin embargo, si volvemos a realizar el promediado de 128 muestras obtenemos unos resultados muy distintos.



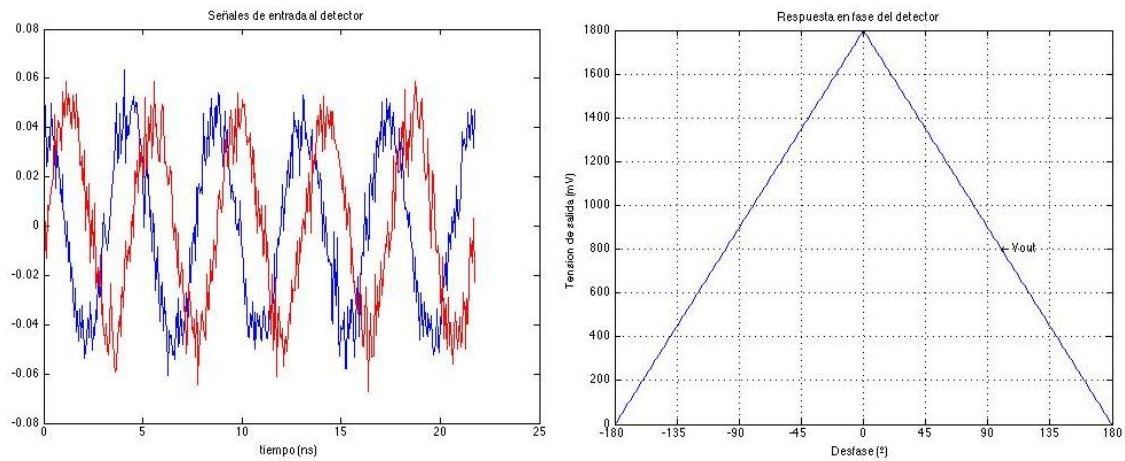


Figura 6.2-7. Respuesta de la señal con una SNR de -10dB y promediado de 128 muestras

Como se puede ver, al tener las suficientes muestras para el promediado, el sistema puede seguir funcionando por debajo del umbral teórico de SNR en un sistema simple. Siempre y cuando, claro está, que el ruido existente en el sistema sea AWGN.

También hay que comentar, que para la realización de este proyecto nos podemos permitir el uso de promediados de señal de un modo ilustrativo, pero en un entorno real de EW, la duración de un pulso de señal puede ser muy pequeño, del orden de algunas decenas de nanosegundos e incluso menos, por lo que muchas veces este tipo de soluciones no son posibles debido a la dificultad de “atrapar” pulsos tan cortos.

6.3. SIMULACIÓN ADS DEL RETARDO INTRODUCIDO

Para verificar los cálculos realizados acerca de los retardos necesarios para que el sistema funcione y discrimine frecuencia como se ha estudiado en el capítulo 5, se realiza una simulación utilizando el software de simulación Agilent ADS [10].

En esta primera simulación podemos ver como se ha planteado un esquema simple que incluye un par de cables coaxiales de diferente longitud, simulando los cables de RF de entrada, encargados de aplicar el retardo especificado a la señal.

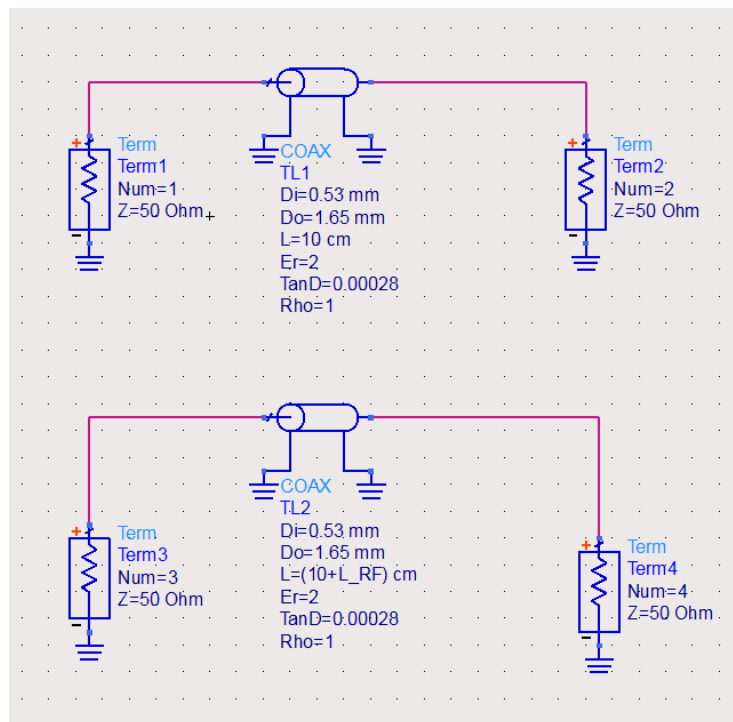


Figura 6.3-1. Esquema de simulación de los cables de entrada

Donde L_{RF} es la longitud adicional que se ha calculado en el capítulo 5.2. Los resultados para un barrido en frecuencia de 2 a 6GHz podemos verlos a continuación.

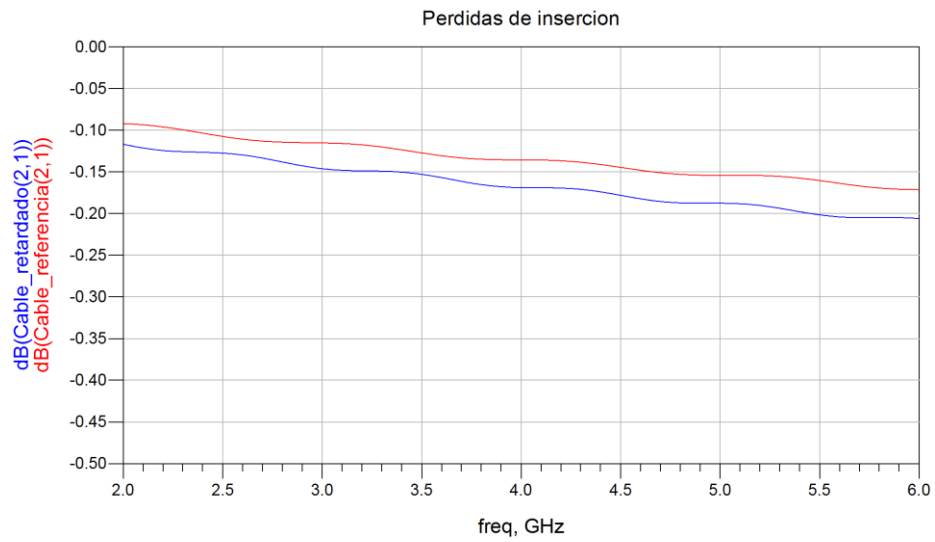


Figura 6.3-2. Pérdidas de inserción de los cables de entrada

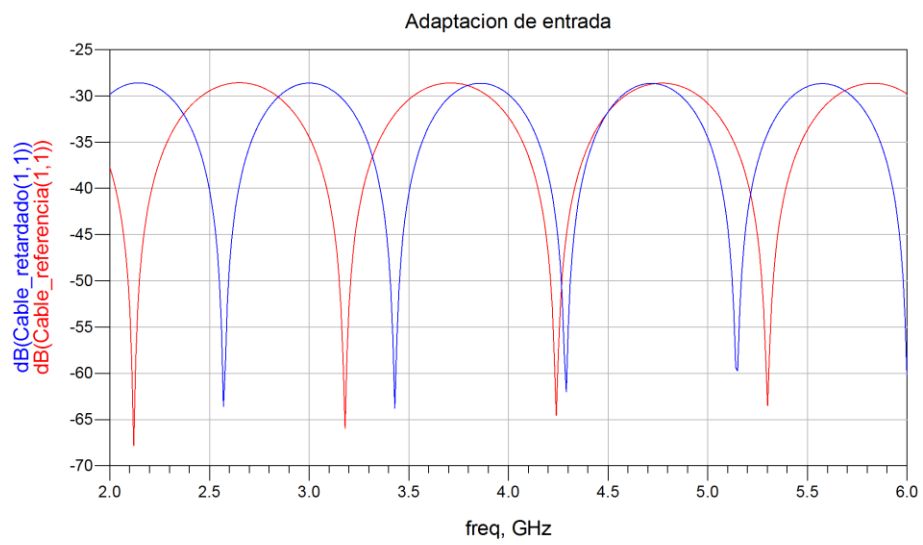
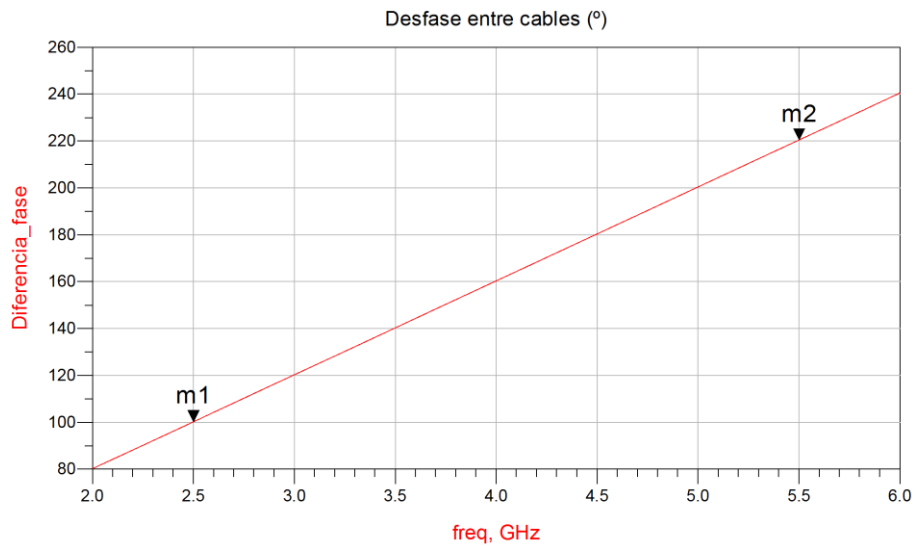


Figura 6.3-3. Adaptaciones de los cables de entrada



m1	m2
freq=2.500GHz	freq=5.500GHz
Diferencia_fase=100.168	Diferencia_fase=220.423

Figura 6.3-4. Diferencia de fase entre las señales de los cables de entrada

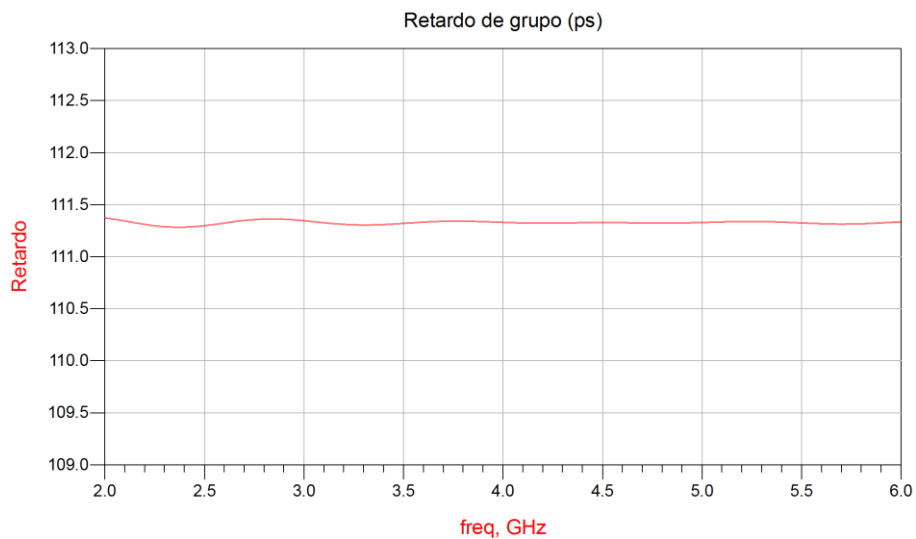


Figura 6.3-5. Retardo entre las señales de los cables de entrada

También se realiza la misma simulación para el caso de los cables que irán en la parte de oscilador local.

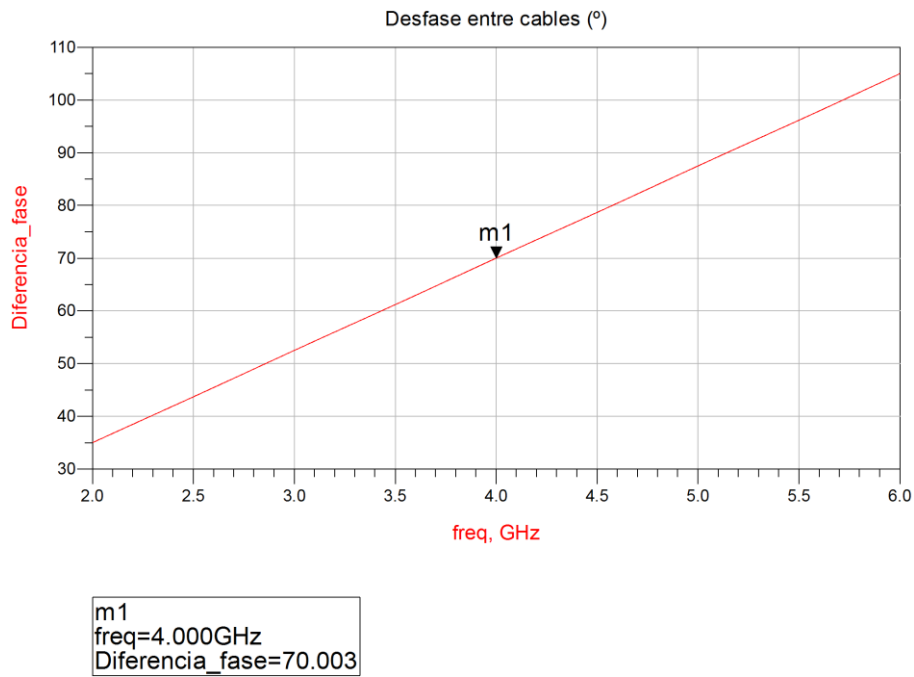


Figura 6.3-6. Desfase de los cables de oscilador local

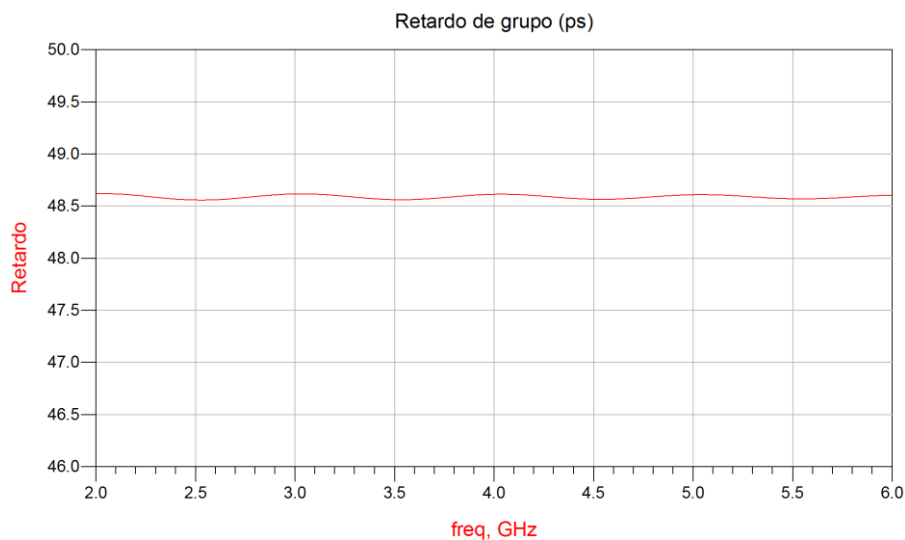


Figura 6.3-7. Retardo entre los cables de oscilador local

En el caso de la simulación con los cables de oscilador local, solo son reseñables las graficas de fase y retardo puesto que las perdidas y adaptación son idénticas al caso anterior.

Como se puede ver en los resultados, la fase y el retardo obtenidos coinciden con los calculados anteriormente, corroborando todo lo explicado acerca de los problemas de desbordamiento y ambigüedad.

Estos resultados simulados pueden variar con los medidos ya que la permitividad relativa del PTFE usado como dieléctrico en los cables se mueve entre 2-2.2. Debido a esto y a tolerancias en el corte de los cables, es muy probable que se tengan que retocar estos mismos para tener un desfase entre ellos aceptable para los requisitos de este proyecto.

Yendo un poco más lejos, podemos incluir en la simulación un mezclador genérico a cada camino para ver los resultados a la salida de la etapa de RF.

Para ello, además de los mezcladores, se incluyen divisores de potencia ideales para repartir la señal de entrada y de oscilador a los dos caminos.

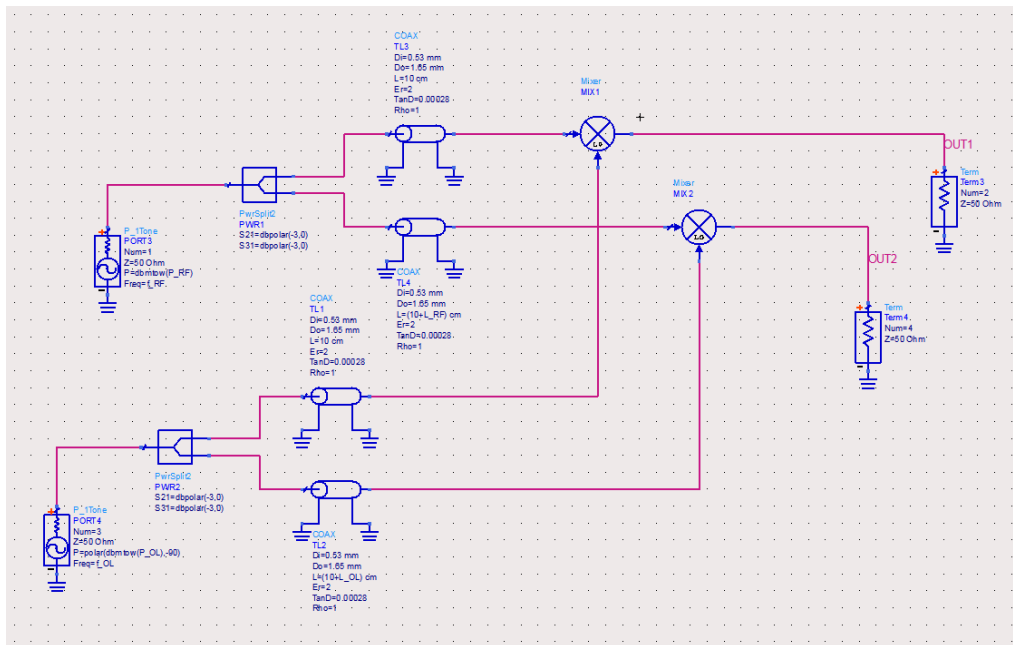


Figura 6.3-8. Esquema de simulación con mezcla

Se simula el circuito de la figura mediante “Harmonic Balance” (simulación no lineal en el dominio de la frecuencia que ofrece el software) haciendo un barrido de la frecuencia de entrada en el rango de interés con unas potencias de -20dBm para la entrada de RF y de +10dBm para el oscilador local. Las salidas OUT1 y OUT2 se corresponden con las señales que le llegarían al detector de fase.

La gráfica de pérdidas del circuito no aporta ninguna información en este caso, ya que al mezclador y a los divisores se les han puesto simplemente pérdidas constantes. Sin embargo, sí podemos obtener información de la respuesta simulada en fase.

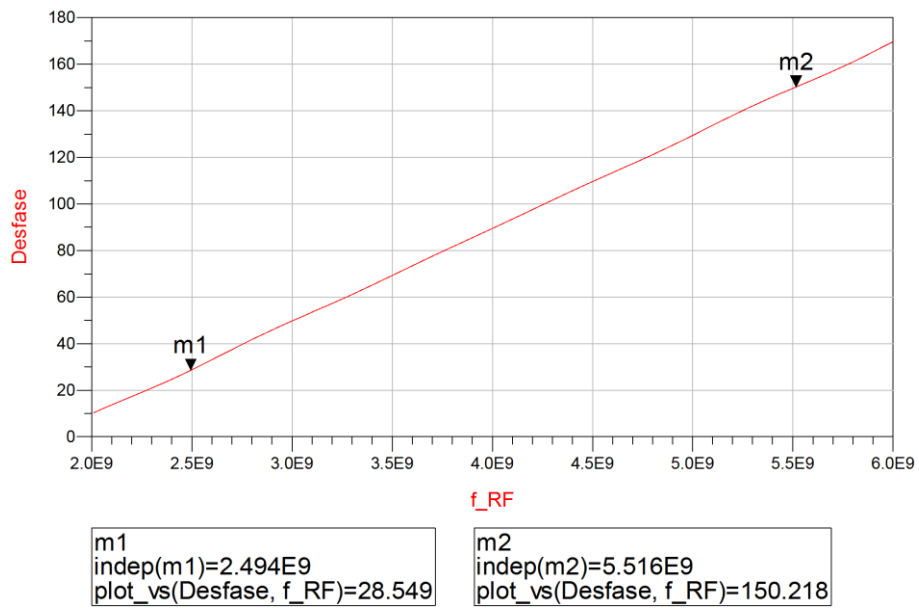


Figura 6.3-9. Desfase de salida entre las dos señales

En la Figura 6.3-9 anterior se puede ver el desfase para toda la banda de RF de entrada. Al igual que en las simulaciones anteriores, los resultados concuerdan con lo calculado matemáticamente por lo que podemos dar por buenos los números obtenidos y seguir adelante con la fabricación y montaje del esquema propuesto.

6.4. MEDIDAS DEL DESFASE DE LOS CABLES

Se fabrican las parejas de cables para el camino de RF y para el de OL. Estas parejas constan de cables SMA-GPO [11] que permiten la conexión entre el divisor Wilkinson (extremo GPO) y el puerto correspondiente en el mezclador (terminación SMA).

Se parte de un cable de referencia para cada camino (en este caso estos cables miden 100mm) y a continuación, se construye un cable con la longitud extra calculada para el retardo deseado.

Para verificar que los cables están correctamente contruidos y con la diferencia eléctrica requerida, se utiliza un analizador de redes modelo Agilent N5230C Realizando la calibración necesaria del analizador, se procede a realizar las medidas de las diferencias de longitud eléctrica para las dos parejas de cables obteniendo los siguientes resultados:

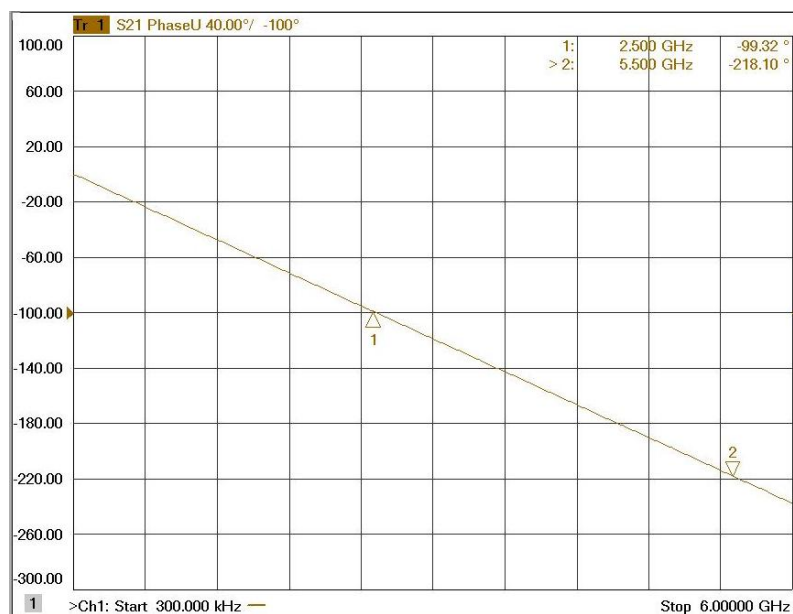


Figura 6.4-1. Diferencia de fase entre cables de RF

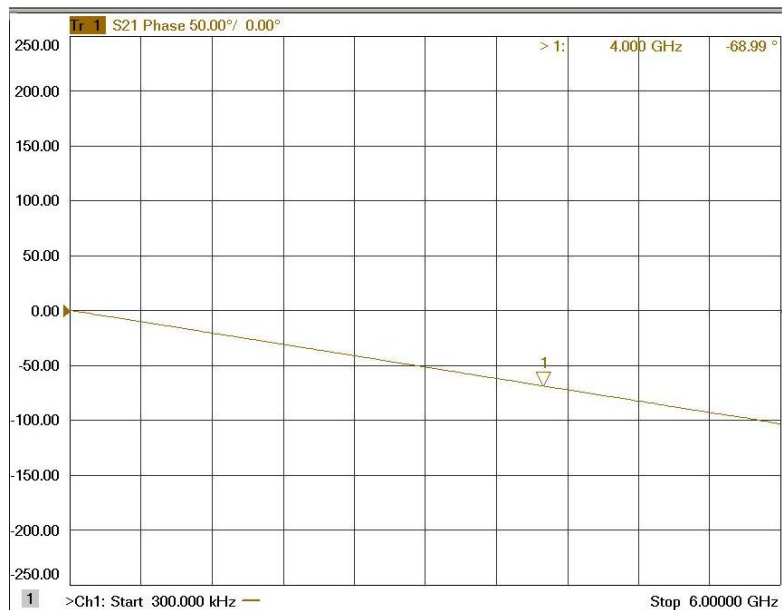


Figura 6.4-2. Diferencia de fase entre cables de OL

Como se puede ver en las gráficas superiores, los valores de fase que señalan los markers utilizados en la medida nos muestran que los cables se han fabricado correctamente.

Es normal que el desfase obtenido no sea exactamente el calculado debido a las tolerancias en el corte de los cables y en la soldadura de los conectores. Esto es incertidumbre añadida que posteriormente nos hará perder una pequeña parte de las prestaciones, aunque siempre que nos mantengamos dentro de los márgenes de operatividad que se definieron en el apartado 4.3, la medida no sufrirá por este efecto.

A parte de los cables mencionados en los párrafos anteriores, hay otro par de cables también de suma importancia para el trabajo a realizar, los cables de salida que van desde los mezcladores hasta el detector de fase.

Si estos cables no están apareados en fase, las medidas que se realicen serán erróneas, ya que se modificaría la pendiente de desfase insertada por los cables de RF. Para comprobar estos cables, se repite la medida realizada anteriormente.



Figura 6.4-3. Desfase entre los cables de salida

Como se puede ver, existe una leve diferencia de longitud en los cables de salida, pero muy lejos de resultar importante como para que nos produzca graves errores en la medidas de frecuencia puesto que la diferencia máxima es apenas 1° a la frecuencia máxima de salida, 1.5GHz.

6.5. MEDIDA DE LOS DIVISORES WILKINSON

Los divisores Wilkinson que se utilizarán en este estudio son un modelo con entradas y salidas en conexión GPO que están pensados para funcionar en la banda de 2 a 6GHz¹.

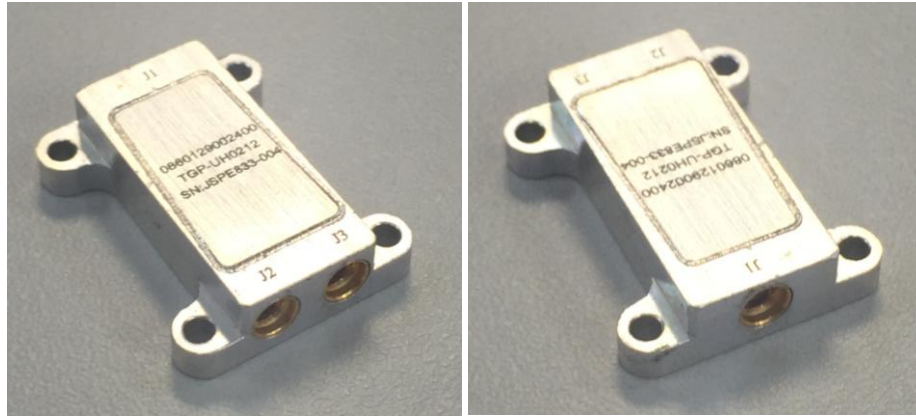


Figura 6.5-1. Divisor Wilkinson

Aunque por definición el divisor Wilkinson presenta fase 0° en cada una de sus dos salidas, es muy habitual que en realidad no sea así debido a pequeñas variaciones en su construcción. Para verificar esto, se realizan unas medidas preliminares en las que se observarán las pérdidas de inserción y este desfase comentado.

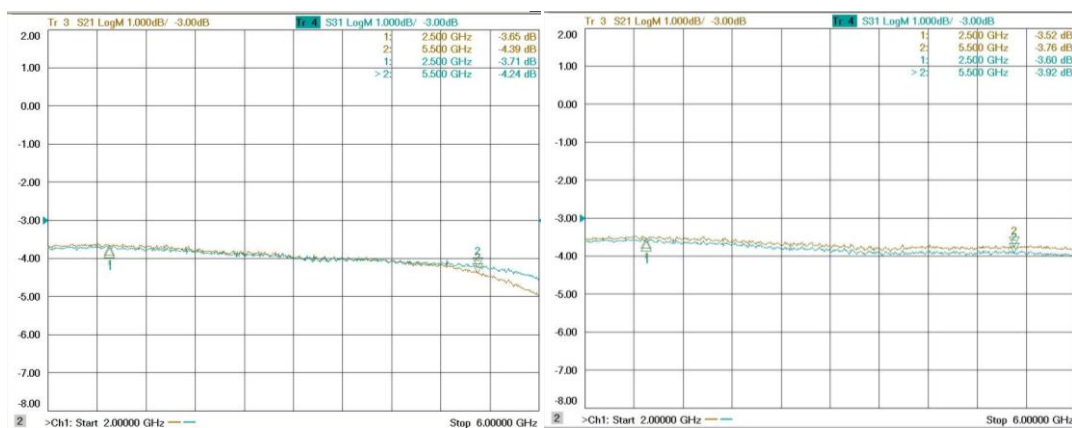


Figura 6.5-2. Pérdidas de inserción de los divisores

En la Figura 6.5-2 se observa en la parte izquierda la medida de las dos salidas (S21 y S31) para uno de los divisores y en la parte derecha las del otro. De igual manera en la Figura 6.5-3 está la medida del desfase entre salidas para ambos divisores.

¹ El modelo y las prestaciones son propiedad de Indra Sistemas S.A.

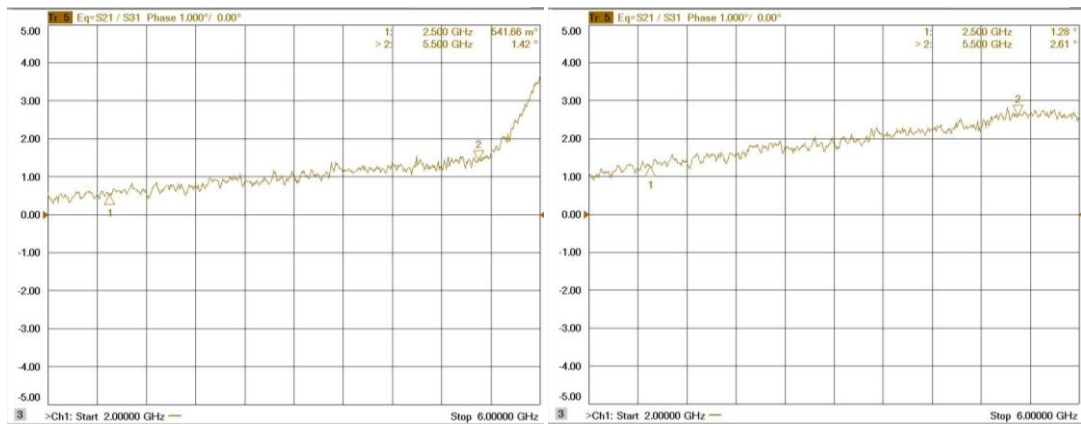


Figura 6.5-3. Desfase entre salidas de los divisores

Efectivamente, se pueden observar ligeras desviaciones respecto del comportamiento ideal de un divisor. Las pérdidas de inserción están alrededor de 1dB y la desviación en fase se queda en aproximadamente 2.5°.

Estos valores obtenidos son muy buenos y los divisores perfectamente válidos, teniendo en cuenta además que para la medida se necesitan transiciones GPO que no se pueden calibrar y que añaden pérdidas adicionales a la medida. El efecto de la inclusión de los mismos no tendrá un gran impacto en los resultados finales.

6.6. CARACTERIZACIÓN DEL MEZCLADOR Y MEDIDA DEL RIZADO DE FASE

Para conocer el comportamiento de los mezcladores mediremos algunos parámetros interesantes y posteriormente se realizará un pequeño estudio empírico para resolver cual es la mejor atenuación que podemos poner en los puertos de RF e IF que hagan que el rizado de fase sea el mejor posible sin penalizar en exceso la ganancia del sistema.

6.6.1 PÉRDIDAS DE RETORNO Y DE CONVERSIÓN

Primeramente se medirán las pérdidas de retorno en los puertos RF e IF. Para ello, se requiere la utilización de un analizador de redes calibrado en la banda de interés.

Para medir las pérdidas de retorno, es necesario inyectar potencia por el puerto de LO para que los diodos internos del mezclador se polaricen y la medida sea correcta. En este caso, con los mezcladores elegidos, se introduce un tono de 4GHz y +10dBm de potencia como se indica en el datasheet de los mezcladores, modelo DM0208LW2 de Miteq [12], conectorizado en sus tres puertos con interfaz SMA. También es necesario que el puerto que no se está midiendo se cargue con 50Ω para que no se produzcan reflexiones en el mismo como se puede ver en la siguiente imagen.



Figura 6.6.1-1. Montaje para la medida de adaptación

Generalmente los mezcladores presentan adaptaciones bastante pobres en los puertos de RF y LO, siendo un poco mejores en el puerto de IF, aunque tampoco llegando a valores bastante buenos para una cadena de RF como pueden ser -15dB.

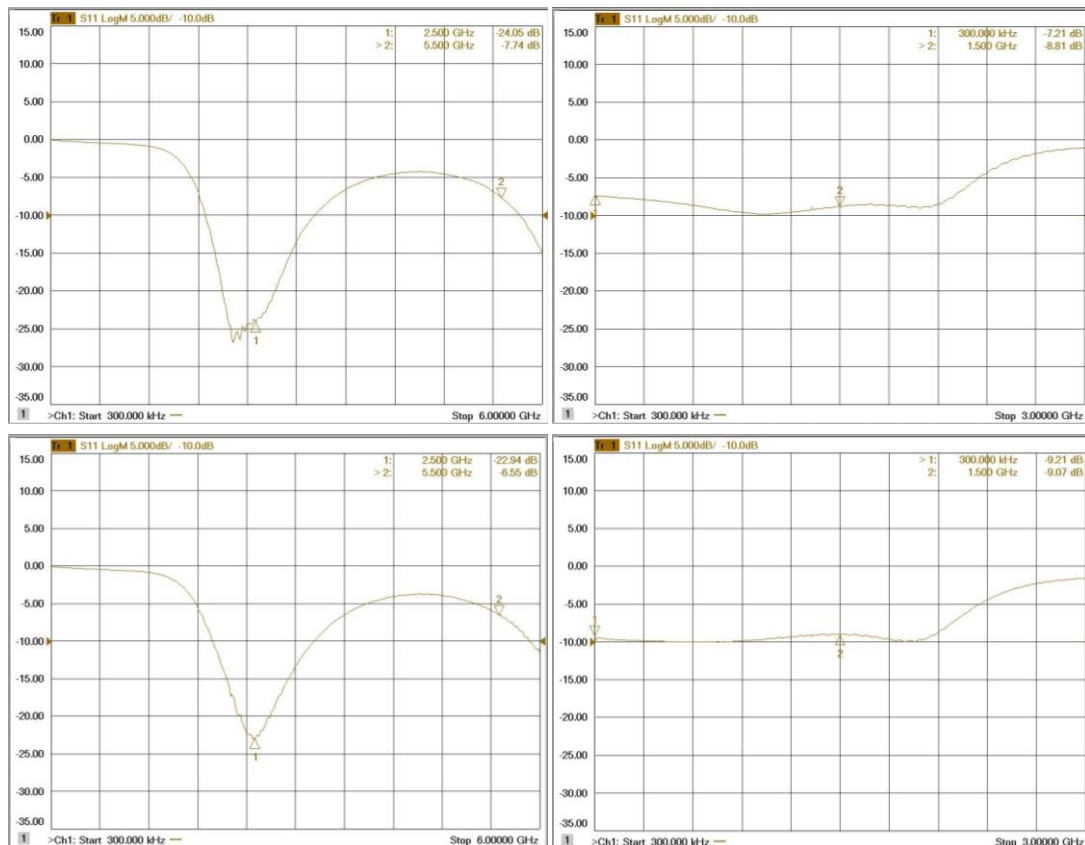


Figura 6.6.1-2. Adaptaciones de los dos mezcladores en los puertos RF (izquierda) e IF (derecha)

Como se puede ver y se ha comentado en el párrafo anterior, los valores medidos en el puerto de entrada, RF, son bastante pobres llegando a valores superiores a -5dB. El puerto de salida, IF, se queda cerca de unos medianamente aceptables -10dB.

Estos resultados corroboran el hecho de que estos componentes produzcan rizados tanto en amplitud como en fase, si bien esta última es la más crítica para el objetivo de este proyecto.

A continuación, se medirá otro de las características más importante de los mezcladores, las pérdidas de conversión.

Para ello, se podría utilizar una función que poseen algunos analizadores de redes con prestaciones altas, que es la medida directa de los parámetros S con conversión de frecuencia. El parámetro SC21 nos daría directamente las pérdidas de mezcla, pero la unidad con la que se está trabajando no dispone de esa opción.

Por lo tanto, para esta medida se hace uso de un analizador de espectro, el cual se configura en la banda de frecuencias de salida e ira capturando la potencia mediante la función "Max Hold". El papel de esta función es la reflejar en la pantalla la máxima potencia que registra el analizador para cada frecuencia.

Para obtener lecturas en toda la banda de manera automática, se configura el generador de señal conectado al puerto de RF para haga un barrido en frecuencia o, en nuestro caso dos,

uno de 2 a 4GHz y otro de 4 a 6GHz debido al solape en IF que se produce en nuestro mapa de frecuencias.

El puerto de LO se excita mediante una señal de 4GHz y +10dBm de potencia.

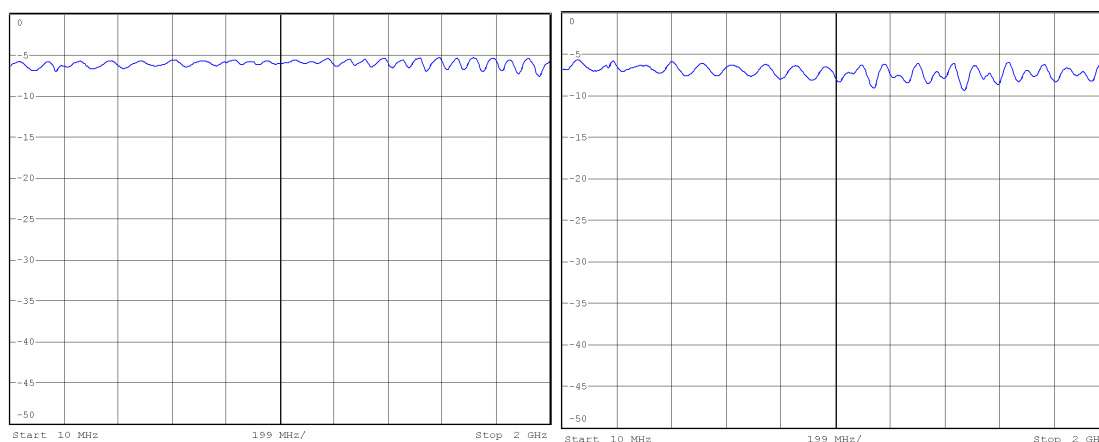


Figura 6.6.1-3. Pérdidas de conversión de los mezcladores

En la Figura 6.6.1-3 podemos ver las pérdidas de inserción en la subbanda de 2GHz a 4GHz en la parte izquierda y de 4GHz a 6GHz en la parte derecha. Restando la potencia de entrada a la potencia de salida observada nos da como resultado unas pérdidas de aproximadamente 6-7dB en media, lo cual es un número bastante bueno si se compara con otros mezcladores de la misma filosofía.

Notar también el rizado existente debido a desadaptaciones en alta frecuencia.

6.6.2 RESPUESTA EN FASE Y RIZADO

El siguiente paso para caracterizar el comportamiento de los mezcladores es medir la respuesta de los mismos en fase. Medir la fase resultante entre cada uno requiere de la conexión de los mezcladores a la vez al analizador de redes y configurar éste de tal forma que sepa que estamos haciendo una conversión en frecuencia y que la calibración corrija el efecto de los cables de conexión de la forma adecuada.

La calibración realizada consiste en dos subcalibraciones, una para la banda de 2-4GHz y otra para la banda de 4-6GHz. Es necesario hacer uso de los puertos auxiliares del analizador para poder tener otro “puerto extra” que permita la conexión de la salida de los dos mezcladores simultáneamente para ver el desfase entre ellos en tiempo real.



Figura 6.6.2-4. Conexión de los puertos en el analizador de redes

Una vez conectado correctamente el analizador, la calibración consistirá en compensar las posibles diferencias en longitud eléctrica que pudieran tener entre sí los dos caminos de salida y que producirían incertidumbre en la medida.

Para llevar a cabo la medida se realizará un primer “montaje araña” de casi todo el sistema completo, exceptuando el detector de fase. Esto es necesario para entregar la señal de RF y la de LO a los dos mezcladores.

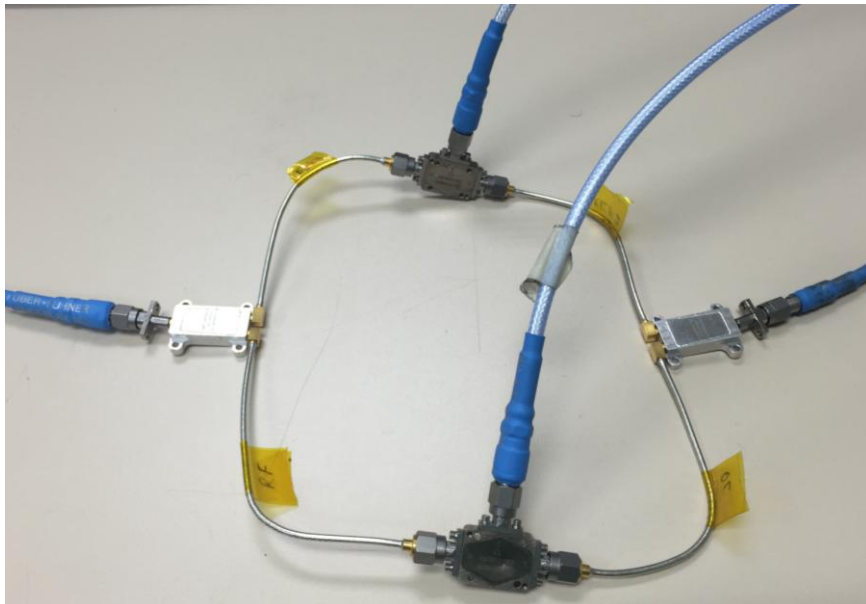


Figura 6.6.2-5. Montaje para la medida de fase

Realizado todo lo anterior, podemos observar que el resultado es el siguiente.

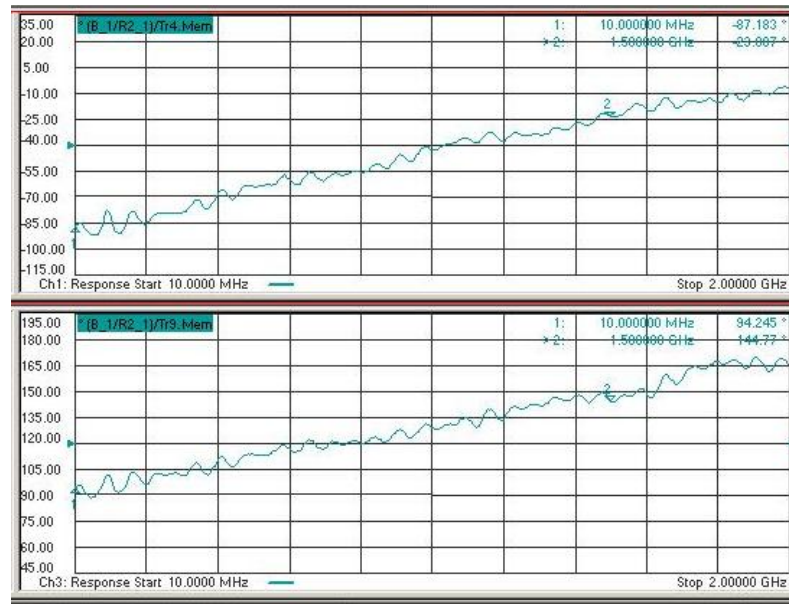


Figura 6.6.2-6. Desfase resultante del montaje

En la parte superior de la gráfica se muestra la respuesta de la banda 2-4GHz mezclada con el tono de LO de 4GHz, donde 10MHz se corresponderían con 3.99GHz y 1.5GHz con 2.5GHz. Y en la parte inferior se muestra la respuesta de 4-6GHz mezclados, donde 10MHz corresponden a 4.01GHz y 1.5GHz a 5.5GHz.

Las curvas se muestran en formato Phase y la escala está en grados. El signo negativo de la gráfica superior se debe simplemente a la ecuación, el valor de interés es el absoluto.

Se pueden observar varias cosas en esta la Figura 6.6.2-6. La primera es que una vez montado todo, el resultado medido y lo obtenido en la simulación de la Figura 6.3-9 cuadra correctamente. Las pequeñas diferencias que se aprecian respecto a la simulación vienen dadas por las imperfecciones en fase vistas en los apartados anteriores. La segunda es que aparece el ya tratado rizado en fase debido a las desadaptaciones en el camino. Se aprecian puntos en los que este rizado llega hasta los 15° aproximadamente. Aun así, la respuesta es bastante lineal, sin valles que, a primera vista, pudieran producir ambigüedades de fase para dos frecuencias lejanas.

Ahora que sabemos que la parte “core” del proyecto se comporta como queremos, se intentará reducir el rizado de este desfase utilizando atenuadores SMA en los puertos de RF e IF del mezclador, como se comentó en el capítulo 5.4 y se muestra en la Figura 6.6.2-10.

Para estudiar empíricamente el efecto en la fase de la atenuación, se realizan varias medidas con diferentes atenuaciones de 3dB y 6dB en los puertos antes mencionados. A continuación se muestra una grafica con los resultados obtenidos de diferentes combinaciones de atenuación y la original.

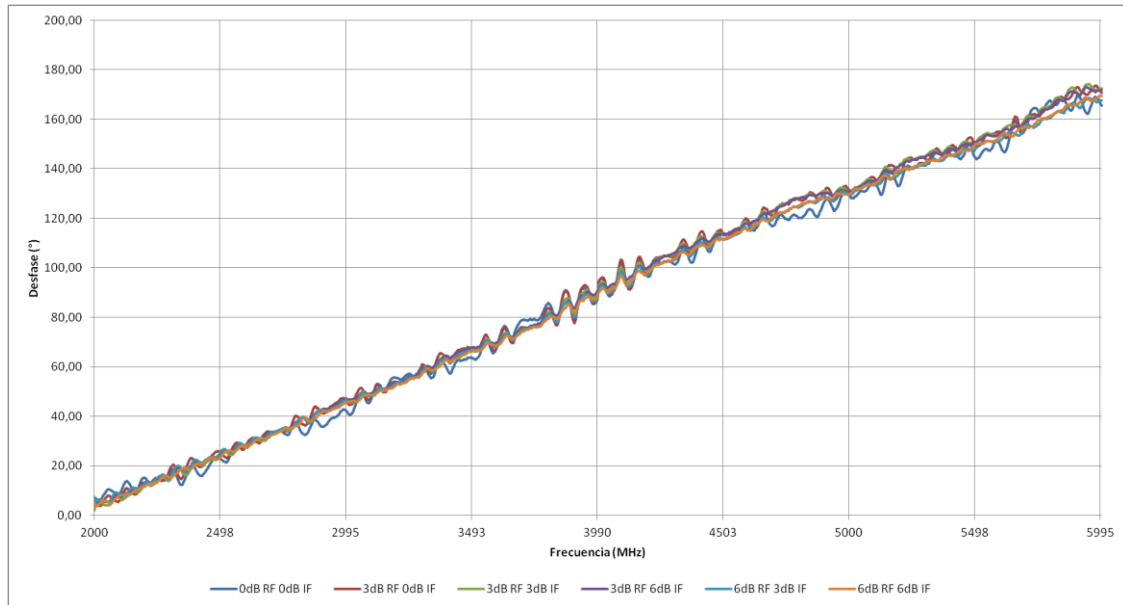


Figura 6.6.2-7. Comparativa de la respuesta con diferentes valores de atenuación

De esta Figura 6.6.2-7, la cual agrupa los resultados de las medidas con diferentes atenuadores, llegamos a la misma conclusión que matemáticamente en el capítulo 5.4, si ponemos la atenuación suficiente, podemos reducir considerablemente el rizado. A mayor atenuación, menor rizado obtenido. La curva en color naranja se corresponde con la mejor respuesta. También se observa que el comportamiento mejora más, introduciendo la misma atenuación total, cuando es en el camino de IF donde se pone.

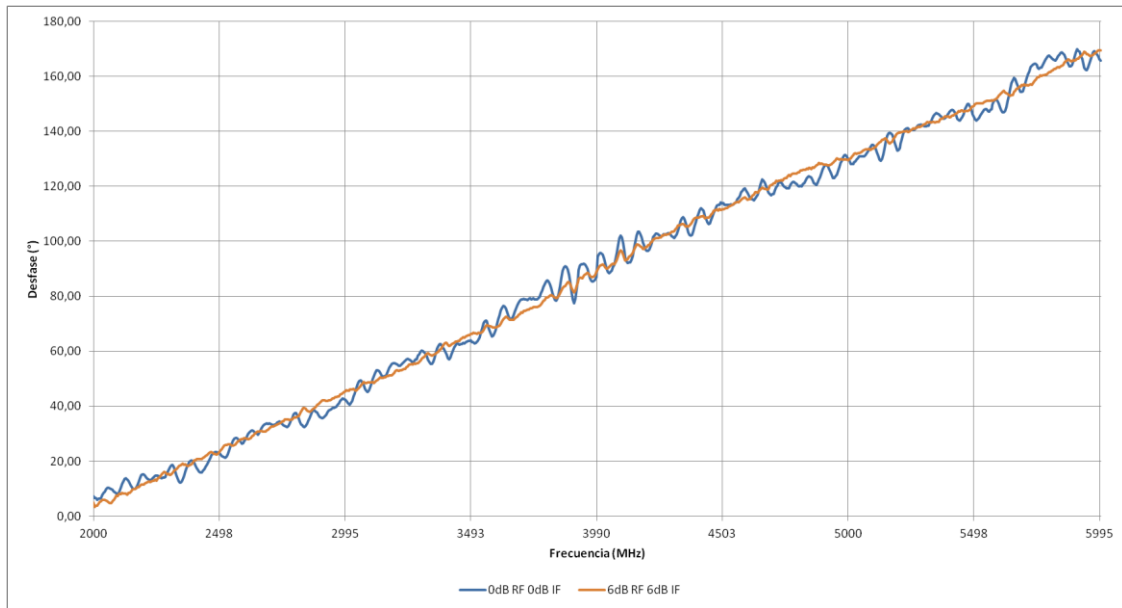


Figura 6.6.2-8. Comparativa entre la respuesta inicial y la de menor ruido

Pero como he dicho, hay que poner la atenuación **suficiente**, pues un exceso de ella conlleva pérdidas de potencia innecesarias. Es por ello que la siguiente gráfica muestra la diferencia entre introducir 6dB de atenuación en los dos caminos y solo 3dB en RF y 6dB en IF.

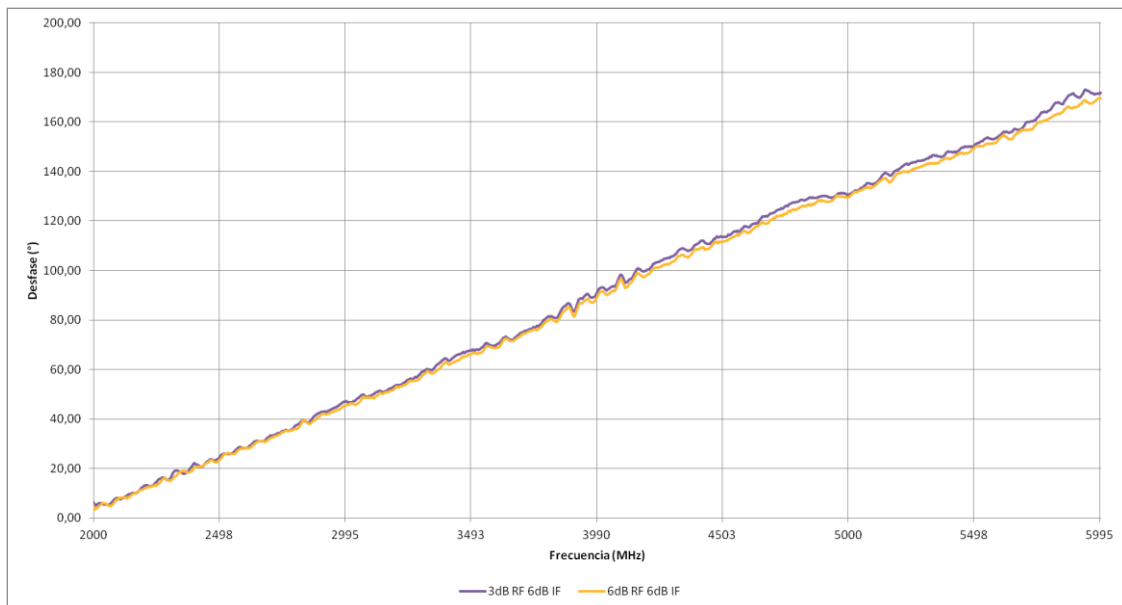


Figura 6.6.2-9. Comparativa entre las dos mejores adaptaciones

Se observa que la respuesta apenas mejora por introducir 3dB extra de atenuación, por lo que, habiendo obtenido una respuesta lo bastante buena, es prácticamente inútil restar otros 3dB adicionales al camino de por sí ya con bastantes pérdidas.

Se ha llegado a la conclusión de que con 9dB de atenuación total (6 en la parte de IF y 3 en la de RF) tenemos una respuesta correcta y aceptable para nuestro propósito y además, se ha comentado que la atenuación en el puerto de IF tiene mayor impacto que en el de RF. Aun sabiendo esto, también hay que tener en cuenta los niveles de adaptación que presentan los mezcladores en el puerto de RF visto en la Figura 6.6.1-2, por lo que es preferible no incluir toda la atenuación en el puerto de IF sino repartirla para mejorar la adaptación de el puerto de entrada de RF.

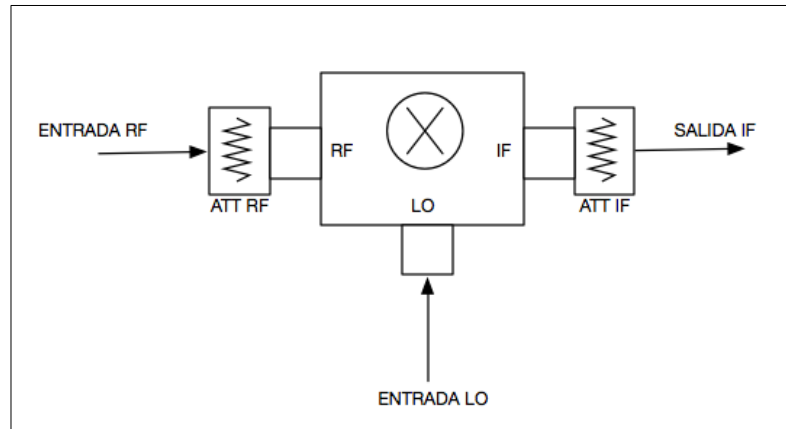


Figura 6.6.2-10. Esquema de posición de los atenuadores

7. MEDIDA DEL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA COMPLETO

7.1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se exponen las medidas realizadas en el sistema completamente montado con todos sus elementos.

Se enumeran los útiles necesarios para dichas medidas así como sus configuraciones.

Se muestran los resultados de las medidas comparados con los esperados de manera teórica y además unos pequeños comentarios acerca de los problemas que se observan y que afectan a las prestaciones del sistema.

7.2. MEDIDA DEL SISTEMA

Una vez estudiado y caracterizado todo, se procede al montaje de todos los elementos que componen el sistema del proyecto. Se incluyen también los atenuadores estudiados en el capítulo 6.6.2 en la misma configuración que se menciona en dicho apartado. Conectados todos ellos, se conecta un generador de señal configurado con una frecuencia de 4GHz y +10 dBm en la entrada de oscilador local y otro generador a la entrada de RF cuya frecuencia y potencia variará para realizar barridos y caracterizar el sistema. La salida en DC del detector de fase será monitorizada en un osciloscopio modelo Agilent DSO4064A en el cual se podrá ver la tensión de salida resultante de la medida de fase. La alimentación necesaria para el detecto de fase es proporcionada a través de una fuente alimentación configurada a +5V.

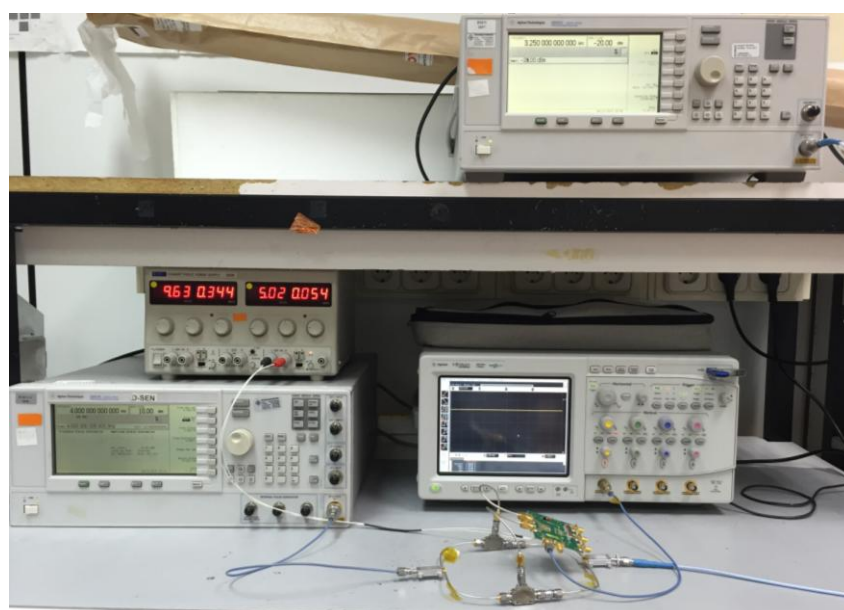


Figura 7.2-1. Montaje de la medida del sistema

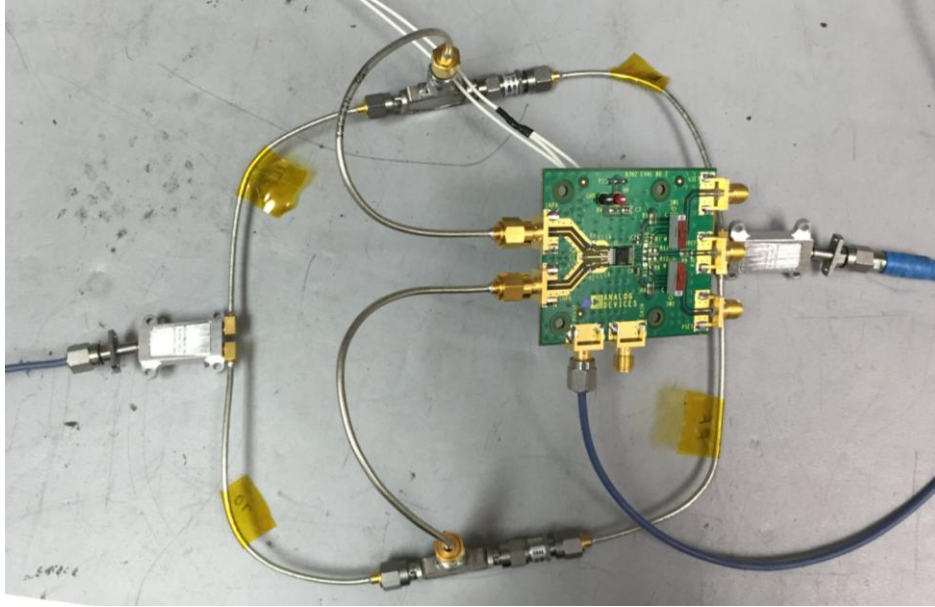


Figura 7.2-2. Detalle del montaje

Se procede a realizar un barrido en frecuencia en la banda de interés en pasos de 100MHz para obtener la curva de respuesta del sistema. El osciloscopio está configurado para poder leer el valor de tensión RMS en la ventana de observación y aplicando un averaging de 128 muestras para obtener un mejor resultado tal y como se vio en el capítulo 6.2. La potencia de entrada inicial es de -20dBm, lo que quiere decir que teniendo en cuenta toda la cadena, al detector le estará llegando una potencia de:

$$P_D = P_{IN} - L_{DIV} - L_{ARF} - L_{MIX} - L_{AIF} \approx -20 - 4 - 3 - 6 - 6 = -39dBm$$

Esto quiere decir que nos encontramos en un punto cercano al límite de potencia inferior de trabajo para el detector de fase como se comprobó en el capítulo 4.3, lo que nos puede introducir algún error extra debido a esta característica. La cadena completa del sistema tiene 22dB de pérdidas, cifra muy pobre que se puede mejorar bastante con la inclusión de amplificadores que además de aumentar la potencia recibida, mejoran la figura de ruido del conjunto, pero esto no será objetivo de este estudio.

Para obtener más datos del sistema, se realizan además otras dos medidas con potencias de entrada de -10 y 0dBm.

Los resultados de la respuesta del sistema en toda la banda de interés y estas tres potencias distintas son los siguientes.

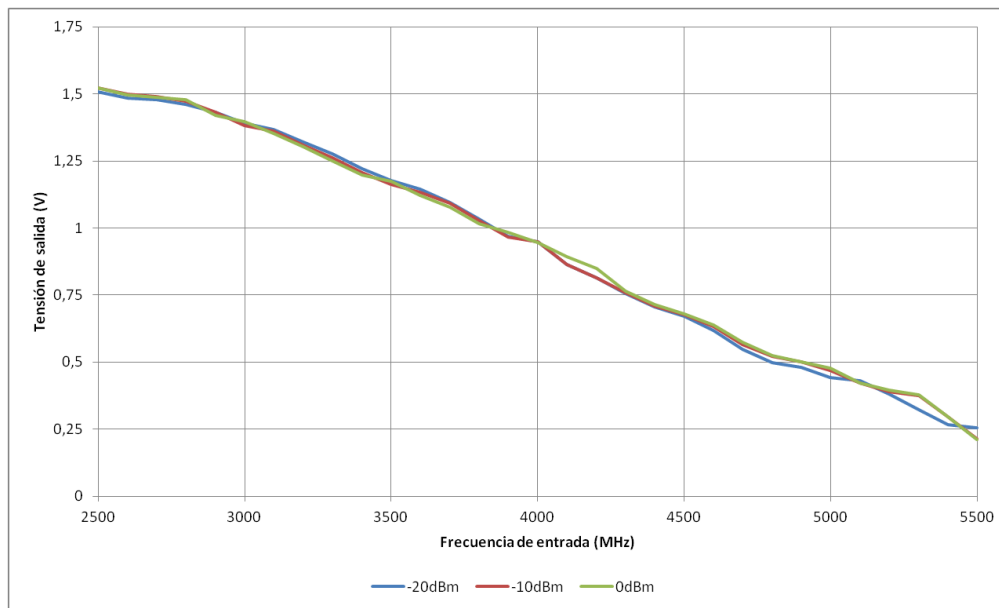


Figura 7.2-3. Respuesta medida del sistema para diferentes potencias de entrada

Como se puede observar en la Figura 7.2-3 superior, la respuesta para las tres potencias de entrada tiene un comportamiento muy parecido, aunque con -20dBm difiera un poco más, lo cual es bueno para que el funcionamiento del sistema sea independiente de la potencia de entrada, siempre y cuando respetemos el rango de funcionamiento del mismo.

La pendiente media resultante en tensión frente a frecuencia para estos tres casos es:

Tabla 7.2-1. Pendiente resultante de la respuesta obtenida en tensión vs. frecuencia

Potencia (dBm)	Pendiente (mV/100MHz)
-20	-41,7
-10	-43,5
0	-43,7

Para comparar estas pendientes con las obtenidas en las medidas del detector de fase en solitario, es necesario trasladarlas a una pendiente medida en tensión frente a fase en grados. Tomando la excursión total de tensión de las tres medidas y un rango teórico de fase de 120°, obtenemos los resultados de la siguiente tabla:

Tabla 7.2-2. Pendiente resultante de la respuesta obtenida en tensión vs. fase

Potencia (dBm)	Pendiente (mV/°)
-20	10,44
-10	10,88
0	10,92

Se puede comprobar en la Tabla 7.2-2, como se ha producido un ligero desajuste en la pendiente respecto a la caracterización realizada anteriormente y vista en la Tabla 4.3.2-1 y la Tabla 4.3.3-2. Este desajuste, teniendo en cuenta que el margen de fase real no son 120° exactos, está provocado por las pequeñas diferencias y desviaciones de los cables, divisores, desadaptaciones, etc., como ya se ha comentado anteriormente.

Es posible, que en este montaje las cosas hayan ido bien y las variaciones introducidas por todos los elementos del sistema hayan tenido un impacto leve en la respuesta del mismo, pero para nada quiere decir que siempre vaya a ser así. Defectos en los elementos que componen el sistema pueden llevarnos a situaciones en las que el comportamiento diste bastante de lo esperado de manera ideal, lo cual nos llevaría a unos errores en las medidas considerables.

A parte de lo anterior, también hay que comentar y señalar un aspecto del que ya se ha hablado anteriormente, el rizado en la fase. El rizado en la fase esta directamente traducido a un rizado en la medida de tensión, produciendo altibajos en la pendiente de la respuesta. La magnitud de estos altibajos va a determinar de manera clara la resolución en frecuencia libre de ambigüedad que tendrá el sistema.

Para comprobar y poder ver de una manera mejor estos rizados, se realiza a modo de muestra un barrido más fino en frecuencia, desde 3100MHz hasta 3300MHz en pasos de 10MHz. Los resultados obtenidos en este rango de frecuencias para las tres potencias estudiadas se pueden observar en la siguiente imagen.

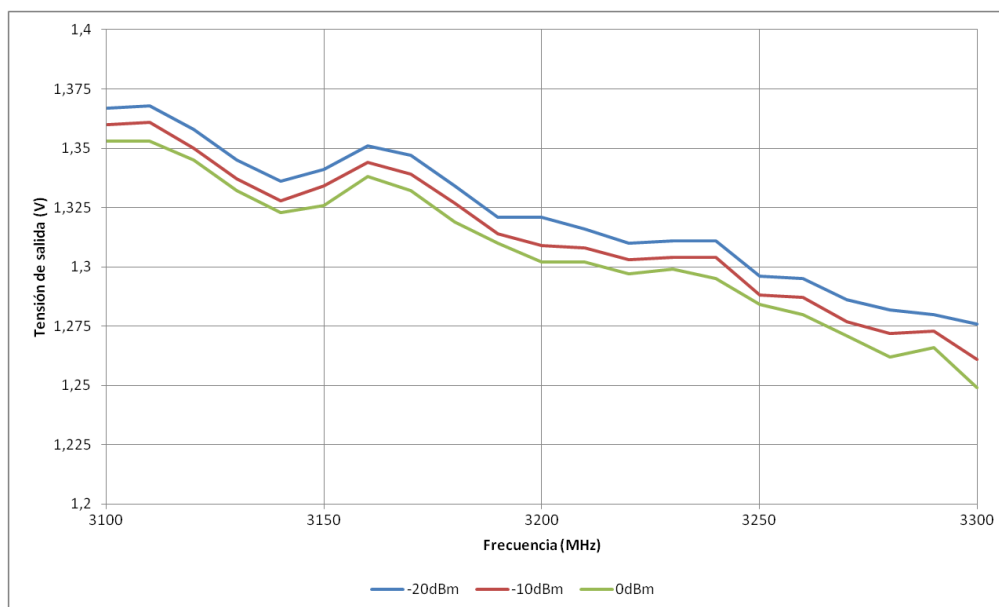


Figura 7.2-4. Respuesta del sistema en un barrido fino de frecuencia

Se puede comprobar cómo debido al rizado, se obtienen valores de tensión que no se corresponden de manera unívoca con un valor de frecuencia en mayor o menor medida pues, como era de esperar, no se produce una recta perfecta. La pregunta que hay que resolver

ahora es, ¿cuál es la separación mínima en frecuencia que podemos distinguir en el sistema? O dicho de otro modo, ¿cuál es la resolución en frecuencia de que disponemos?

Para dar respuesta a dichas preguntas, podemos ver de manera directa en la Figura 7.2-4 la distancia en frecuencia máxima que hay entre dos valores de tensión iguales.

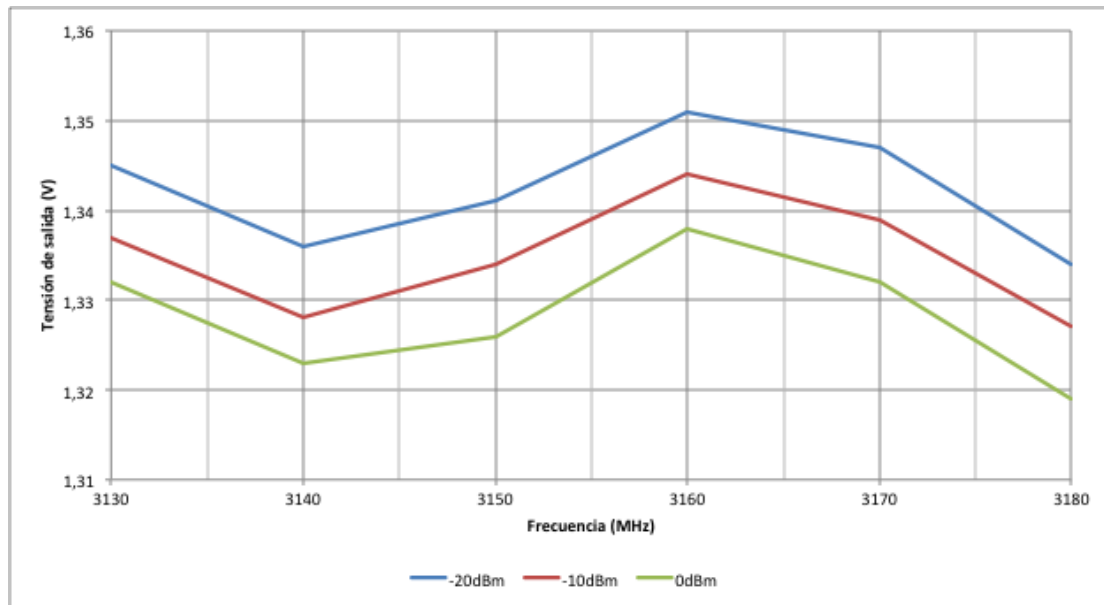


Figura 7.2-5. Detalle del rizado en tensión entre valores de frecuencia próximos

En la Figura 7.2-5 se ilustra con más detalle una parte de la respuesta en el barrido fino anterior, concretamente entre 3130MHz y 3180MHz, que es la zona de frecuencia que mayor rizado presenta.

Aproximadamente, podemos decir que hay una ambigüedad para todas las potencias de entrada de unos 35-40MHz, ya que si nos fijamos, la tensión de salida para 3140MHz es la misma que para 3175-3180MHz. Para tener un margen de guarda, sería recomendable aumentar este margen de ambigüedad hasta al menos 50MHz.

Esta división del espectro en celdas de 50MHz nos divide el ancho de banda de trabajo en 60 celdas, cada una de ellas con un umbral de fase (o tensión) que determinará la frecuencia reportada finalmente. Con el espectro partido y configurado de esta manera, el error máximo que podemos cometer es de 25MHz, que es la separación máxima que tendrá una celda antes de que empiece la contigua. Esto es válido si tenemos en cuenta únicamente el rizado resultante pero, también se deben tener en cuenta las variaciones entre las diferentes potencias de entrada.

Esta sería la precisión y resolución en frecuencia que tendría el sistema si solo se viera afectado por el problema del rizado en la respuesta, pero como se observa en las gráficas de más arriba existe además una variación dependiente con la potencia de entrada. En la siguiente imagen se muestra otro detalle de una zona más lineal del barrido fino.

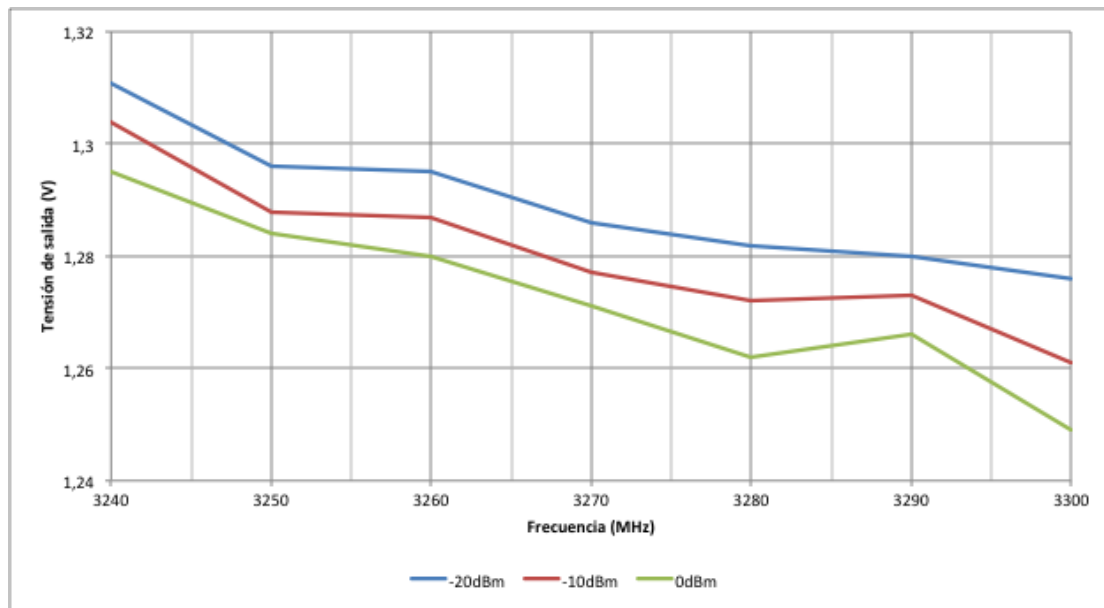


Figura 7.2-6. Detalle de la variación de tensión con la potencia

Se puede dar el caso de que para una tensión de salida de 1,28V, la frecuencia de entrada sea 3260MHz ó 3290MHz dependiendo de la potencia con la que la señal entre al sistema. En este caso, tenemos 30MHz sumados también a la ambigüedad en la discriminación en frecuencia.

Solamente se ha visto en detalle una parte de la banda de trabajo en el entorno de 3GHz pero estas conclusiones son extrapolables a cualquier otra parte de la banda, puesto que el comportamiento es generalizado para todas las frecuencias. Aunque puede haber zonas con un comportamiento mejor, estas ambigüedades son propias tanto del detector como producidas además por el rizado en fase presente en la cadena de RF.

Estas prestaciones pudieran parecer pobres a simple vista y es cierto que de tener únicamente esta estructura de sistema, su uso solo es válido para aplicaciones de una precisión baja.

Para poder aprovechar todo el potencial de este tipo de sistema que, recordemos, debido a la relación de la fase con la frecuencia, es capaz de resolver ambigüedades en un ancho de banda IF que es **la mitad** que el de entrada de RF, necesita de elementos adicionales posteriores a éste. En el capítulo de conclusiones se comenta un tipo de complemento para mejorar las prestaciones.

8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS

8.1. CONCLUSIONES DEL TRABAJO REALIZADO

A lo largo de este proyecto se han podido estudiar las bases y realizar la construcción de un pequeño sistema receptor basado en IFM. Partiendo de la idea de introducir un retardo conocido para identificar frecuencia, se ha aprovechado esta cualidad para comprimir un ancho de banda de interés en la mitad.

Partiendo de un esquema básico, se han estudiado y calculado los requisitos necesarios para hacer funcionar el sistema en el ancho de banda especificado y con el comportamiento estipulado, con unas características elegidas de manera propia para que sirviera como muestra de las posibilidades y limitaciones que tiene el propio sistema. Los cálculos e ideas planteadas han sido comprobados y verificados mediante simulaciones MATLAB y ADS con resultados satisfactorios, además de realizar varias pruebas de comportamiento de los distintos elementos que componían este sistema de prueba.

El sistema propuesto ha sido construido y probado, comprobando su funcionamiento y resultados esperados. A la vista de éstos, el sistema construido no dispone de una resolución en frecuencia lo suficientemente buena como para ser usado como parte de un RWR debido a que el detector de fase utilizado no es un componente muy preciso, pero es válido para mostrar la idea de funcionamiento. En el apartado siguiente se propone una idea para sustituir este elemento por algo más fiable y exacto.

Dos comportamientos importantes estudiados han de ser resaltados. La posibilidad de modificar el offset de la respuesta gracias a la introducción de retardo en la rama de oscilador y la reducción de rizado de fase.

Gracias a la modificación del offset en la curva de retardo, los sistemas que implementen esta mejora pueden aprovechar todo el rango de fase disponible, a excepción de los siempre necesarios márgenes de guarda. Esto es especialmente importante en los sistemas que trabajen en frecuencias mucho más altas que las estudiadas en este proyecto ya que, como se ha visto, en caso contrario habría que reducir la pendiente a base de un retardo menor, con la consecuente reducción de resolución.

La otra característica estudiada, la reducción del rizado, permite mejorar la precisión de la medida y la eliminación de posibles ambigüedades al no tener un valor unívoco de frecuencia con un valor determinado de fase.

8.2. LÍNEAS Y MEJORAS DE TRABAJO FUTURAS

A lo largo del proyecto se han podido ver algunos comportamientos no deseados o resultados mejorables. Como cierre a este proyecto se pretenden dar algunas sugerencias o ideas, que no han podido ser tratadas o requieren de un estudio mayor, para mejorar el receptor y aumentar sus prestaciones.

El core de este sistema era el detector de fase, pues sin él, es imposible averiguar la frecuencia de la señal de entrada. Se ha visto que aunque por especificaciones del fabricante puede trabajar a una frecuencia mayor, el nivel de adaptación a la entrada del mismo no aconsejaba usarlo por las reflexiones producidas. Montando este detector en una PCB “custom”, se puede implementar una red de adaptación basada en elementos distribuidos que permita obtener mejores niveles de VSWR, mejorando la linealidad de la respuesta, y así poder trabajar a frecuencia más alta con mayores garantías de un buen funcionamiento sin rebotes de señal.

También se ha visto como todos los elementos hasta llegar al detector son pasivos por lo tanto, toda la cadena son pérdidas de potencia. Esto es inviable en un sistema que pretenda tener una sensibilidad aceptable. Se propone por ello la inclusión de amplificación en al menos dos puntos de la cadena.

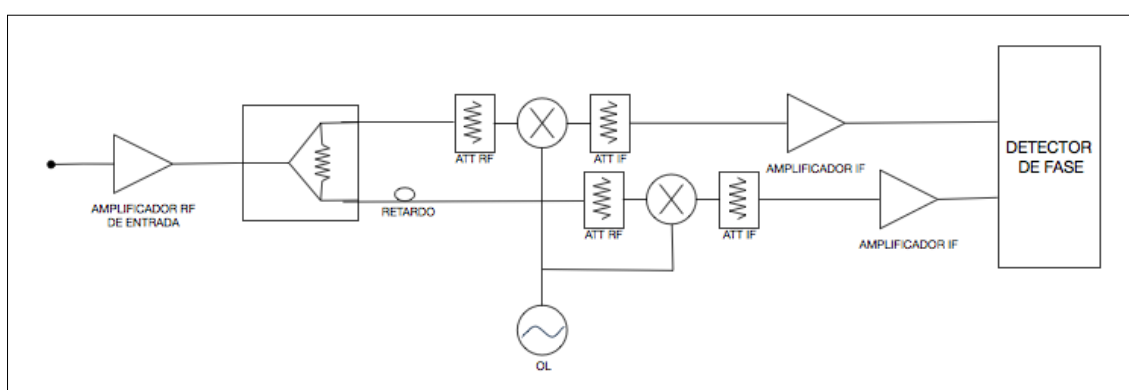


Figura 8.2-1. Propuesta de introducción de amplificadores

El primero, obvio para tener una buena figura de ruido, es a la entrada del sistema. Un buen LNA con una ganancia suficiente y un bajo nivel de ruido propio de estos amplificadores ayuda a mantener baja la figura de ruido (NF). El otro punto aconsejable sería después de la cadena de pérdidas que está presente en las inmediaciones de los mezcladores. Los atenuadores nos ayudan a bajar las reflexiones, pero a costa de perder potencia, lo que degrada bastante la NF. Un amplificador a la salida (antes del mezclador hay que tener cuidado de no saturarlo para no provocar espurios de mezcla) mitiga el efecto de todo el bloque de mezcla, manteniendo unos niveles aceptables de ruido. A modo ilustrativo, en la Tabla 8.2-1 y Tabla 8.2-2 se muestran unos cálculos de figura de ruido del sistema sin y con amplificación para ver las diferencias con valores típicos de pérdidas y ganancias de los elementos.

Para el cálculo de la NF simplemente se usa el cálculo del factor de ruido, f , de una cascada de dispositivos según la fórmula

$$NF(dB) = 10 \log(f) = 10 \log \left(f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \dots + \frac{f_n - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdots g_{n-1}} \right)$$

Donde f_k es el factor de ruido del elemento k de la cadena y g_k la ganancia de dicho elemento.

Tabla 8.2-1. Cálculos ruido sistema sin amplificación

Elemento	G (dB)	NF (dB)	NF _{TOTAL} (dB)
Wilkinson	-4	4	4
Cable	-0.5	0.5	4.5
Atenuador RF	-3	3	7.5
Mezclador	-6	6	13.5
Atenuador IF	-6	6	19.5
Cable	-0.5	0.5	20

Tabla 8.2-2. Cálculos ruido sistema con amplificación

Elemento	G (dB)	NF (dB)	NF _{TOTAL} (dB)
Amplificador RF	15	3	3
Wilkinson	-4	4	3.10
Cable	-0.5	0.5	3.12
Atenuador RF	-3	3	3.31
Mezclador	-6	6	4.27
Atenuador IF	-6	6	6.80
Amplificador IF	15	3	8.80
Cable	-0.5	0.5	8.81

Aparte de la necesidad de amplificación de RF, se requiere también la eliminación de las señales no deseadas fuera de la banda de trabajo. Esto se consigue mediante el filtrado de la señal de entrada.

Un filtro paso banda a la entrada de RF de 2.5-5.5GHz y otro a la salida de la mezcla en IF de DC-1.5GHz eliminan, o al menos atenúan, las señales no deseadas que se puedan dar a la entrada y después de mezclar (espúrios de mezcla). Estos filtrados reducen también la potencia de ruido existente en la entrada del detector y por tanto proporcionan un escenario de trabajo más limpio para el mismo.

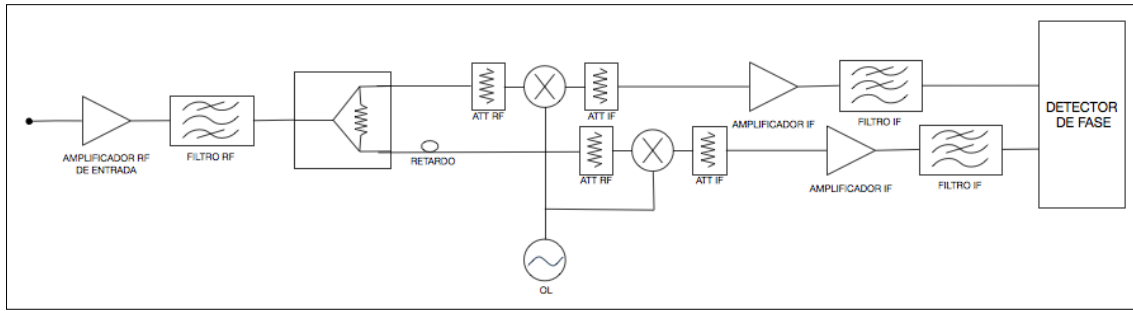


Figura 8.2-2. Propuesta de mejora con filtrado

El detector utilizado no es un componente demasiado preciso como se ha podido comprobar. En escenarios reales, la definición requerida es mucho mayor por lo que esta opción dejaría de ser válida.

Para mejorar significativamente el sistema, se propone sustituir el detector de fase por un bloque digital. Mediante el paso de las señales del dominio analógico al digital realizado por un ADC, se pueden implementar algoritmos que calculen la FFT de las señales que llegan al sistema. La FFT daría como respuesta una frecuencia exacta, pero sería una frecuencia en IF. Es aquí donde cobra importancia el desfase introducido, puesto que te permite discernir sin duda de qué frecuencia se trata con una precisión mucho mayor que la vista en este proyecto.

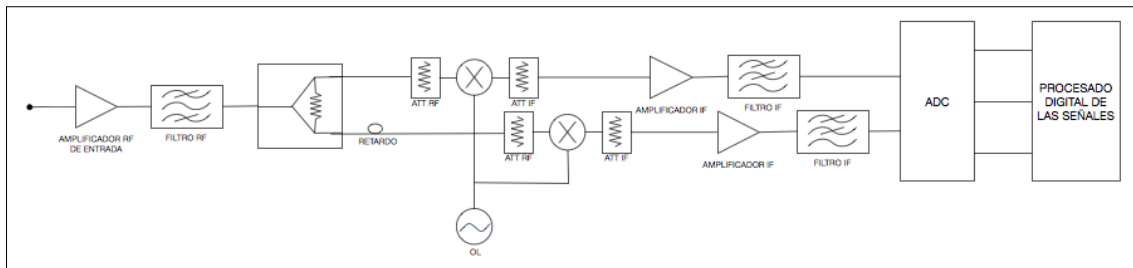



Figura 8.2-3. Propuesta de sistema con procesamiento digital

9. PRESUPUESTO DEL PROYECTO

 UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID Escuela Politécnica Superior							
PRESUPUESTO DE PROYECTO							
1.- Autor:							
Eduardo Oreja Gígorro							
2.- Departamento:							
Microondas							
3.- Descripción del Proyecto:							
ESTUDIO DE UN PROCESADOR PARA LA IDENTIFICACIÓN DE FRECUENCIAS DE MICROONDAS MEDIANTE MEDIDAS DE DIFERENCIA DE FASE							
- Título							
- Duración (meses) 2							
Tasa de costes indirectos: 20%							
4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):							
Euros							
5.- Desglose presupuestario (costes directos)							
PERSONAL							
Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a1)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad	
Oreja Gígorro, Eduardo		Ingeniero	2	2.700,00	5.400,00		
Pérez Robles, José Luis		Técnico Sénior	0,25	2.000,00	500,00		
					0,00		
					0,00		
					0,00		
Hombres mes 2,25				Total	5.900,00		
^{a1)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas) Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)							
EQUIPOS							
Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{a2)}		
Analizador de redes	75.000,00	20	1	12	1.250,00		
Analizador de espectro	25.000,00	20	1	12	416,67		
Osciloscopio	12.000,00	20	1	12	200,00		
Generador de señal	18.000,00	20	1	12	300,00		
Generador de señal	18.000,00	20	1	12	300,00		
					0,00		
					Total	2.466,67	
^{a2)} Fórmula de cálculo de la Amortización: A x C x D B A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado B = periodo de depreciación (60 meses) C = coste del equipo (sin IVA) D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)							
SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS							
Descripción	Empresa	Coste imputable					
Total		0,00					
OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{a3)}							
Descripción	Coste	Unidades	Costes imputable				
Divisores Wilkinson	300,00	2,00	600,00				
Mezcladores	430,00	2,00	860,00				
Tarjeta evaluación AD8302	290,00	1,00	290,00				
Atenuadores	42,00	4,00	168,00				
Cables y conectores	550,00	1,00	550,00				
			0,00				
Total			2.468,00				
^{a3)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas,							
6.- Resumen de costes							
Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales						
Personal	5.900						
Amortización	2.467						
Subcontratación de tareas	0						
Costes de funcionamiento	2.468						
Costes indirectos	2.167						
Total	13.002						

ANEXO I. BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. Singh, Electronic Warfare, DESIDOC, 1988.
- [2] U. S. Navy, Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook, 1997.
- [3] D. C. Schleher, Introduction to Electronic Warfare, Artech House, 1985.
- [4] J. M. Pascual Ruiz, Introducción a la Inteligencia Electrónica, Indra Sistemas (Documento Interno), 1999.
- [5] D. D. Vaccaro, Electronic Warfare Receiving Systems, Artech House, 1993.
- [6] Analog Devices. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/AD8302.pdf>.
- [7] A. Devices, "Log Amp Basics," 2008.
- [8] HUBER+SUHNER, "Datasheet," [Online]. Available: <http://www.hubersuhner.com/en/Documents/Technologies/I-Paper/Radio-frequency/Microwave-cables-and-assemblies-Catalogue/SUCOFORM>.
- [9] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 1998.
- [10] Advance Design System, "Keysight," [Online]. Available: <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng>.
- [11] Corning Gilbert. [Online]. Available: http://www.new.corning.com/corninggilbert/products__services/microwave/index.asp#gpo.
- [12] Miteq. [Online]. Available: <http://www.miteq.com/page.php?ID=44&Z=Double+Balanced+Mixers>.

ANEXO II. CÓDIGO MATLAB DE SIMULACIÓN

```
function [] = Simulacion(f_in, f_LO, potencia, retardo, retardo_LO, ruido, m)

clc

% Funcion que simula el comportamiento del detector de fase AD8302
% * Parametros:
% * f_in: frecuencias de las seÑales de entrada en MHz. Se introducen por
% columnas
% * f_LO: frecuencia del oscilador local para la mezcla en MHz
% * potencia: potencia en dBm de las seÑales de entrada. Se introduce por
% columnas
% * retardo: retardo introducido en la seÑal del camino con delay en picosegundos
% * retardo_LO: retardo introducido al oscilador local en picosegundos
% * ruido = [on/off, SNR]: vector fila de dos elementos que aÑade ruido
% blanco gaussiano. on/off -> 1 o 0 respectivamente. SNR -> valor en dBs
% de la SNR entre la seÑal y el ruido.
% * m: numero de adquisiciones a hacer

disp(['Retardo introducido en RF: ', num2str(retardo), ' ps']);
fprintf('\n');

disp(['Retardo introducido en LO: ', num2str(retardo_LO), ' ps']);
fprintf('\n');

disp(['Frecuencias de entrada: ', num2str(f_in), ' MHz']);
fprintf('\n');

disp(['Frecuencias de oscilador local: ', num2str(f_LO), ' MHz']);
fprintf('\n');

f_IF = abs(f_in - f_LO); % frecuencias resultantes de la mezcla con el oscilador local

disp(['Frecuencias de salida en IF: ', num2str(f_IF), ' MHz']);
fprintf('\n');

T = (1./f_IF) * 1e6; % periodo de la seÑal de entrada en picosegundos

t = linspace(0,5*max(T)*1e-12,400); % eje de tiempos (s)

w_RF = 2*pi*f_in; % pulsacion de las seÑales de entrada sin retardo (Mrad/s)
w = 2*pi*f_IF; % pulsacion de las seÑales convertidas sin retardo (Mrad/s)
w_LO = 2*pi*f_LO; % pulsacion de la seÑal de oscilador local (Mrad/s)

c = 3*10^8; % velocidad de la luz (m/s)

l = (retardo / 4.7) / 1000; % longitud adicional en el cable con retardo (m)
% suponiendo cable SUCOFORM_86 -> 4.7 ps/mm
l_LO = (retardo_LO / 4.7) / 1000; % longitud adicional para el cable con retardo del oscilador local(m)

disp(['Longitud adicional para el retardo requerido en RF: ', num2str(l*1000), ' mm']);
fprintf('\n');
disp(['Longitud adicional para el retardo requerido en LO: ', num2str(l_LO*1000), ' mm']);
fprintf('\n');

phi = ((sqrt(1.9837)*w_RF*1e6)/c) * l; % desfase de la seÑal retardada respecto a la original
% permitividad electrica relativa del cable = 1.9837
phi_LO = ((sqrt(1.9837)*w_LO*1e6)/c) * l_LO; % desfase de la seÑal de oscilador retardada respecto a la original

disp(['Periodo de las seÑales de entrada al detector: ', num2str(T), ' ps']);
fprintf('\n');
disp(['Numero de averages: ', num2str(m)]);
fprintf('\n');
if ruido(1) == 1
    disp(['SNR de entrada: ', num2str(ruido(2)), ' dB']);
end
```



```

    fprintf('\n');
end

% Señales de entrada al detector para una frecuencia y un retardo dados

n = size(f_IF,2); % numero de señales de entrada al detector

for i=1:n % bucle para crear tantos cosenos como señales tengamos
    amplitud = 10^((potencia(i) - 30) / 20) * sqrt(2); % esto viene de despejar la potencia del coseno ( $A^2/2$ ) en dBm
    coseno(i,:) = amplitud * cos(w(i)*1e6*t); % Señal original
    coseno_delay(i,:) = amplitud * cos(w(i)*1e6*t - phi(i) + phi_LO); % Señal desfasada
end

in = ones(n, 1) * coseno; % con estas multiplicaciones se consiguen sumar los cosenos
in_delay = ones(n, 1) * coseno_delay;

% Hago la adquisición de señales varias veces y extraigo la media y
% varianza del desfase

[in, in_delay, media_desfase, var_desfase] = adquisicion(m, in, in_delay, ruido);

% graficas de las señales de entrada

figure(1);
p1 = plot(t*1e9, in); % multiplico por 10^9 para que el eje se quede en nanosegundos
hold on
p2 = plot(t*1e9, in_delay, 'r');
hold off
title('Señales de entrada al detector');
xlabel('tiempo (ns)');
pause();

% Salida del detector de fase:  $-10(\text{mV}/\text{J}) * (|\text{fase}(\text{inA}) - \text{fase}(\text{inB})| - 90) + 900(\text{mV})$ 
% esta es la ecuación disponible en el datasheet del componente y según la
% cual se calcula la tensión de salida con una pendiente por defecto de 10
% mV/J y un punto central de 900 mV para 90° de diferencia

out = -10 * (media_desfase - 90) + 900;

disp(['Media del desfase de las señales de entrada: ', num2str(media_desfase), '°']);
fprintf('\n');
disp(['Varianza del desfase de las señales de entrada: ', num2str(var_desfase), '°']);
fprintf('\n');
disp(['Tensión de salida del detector: ', num2str(out), ' mV']);

% Grafica de la respuesta del detector en fase

fase = [-180:180];
respuesta = -10 * (abs(fase(:)) - 90) + 900; % ecuación de la curva de respuesta

figure(2)
p3 = plot(fase, respuesta);
grid on;
title('Respuesta en fase del detector')
xlabel('Desfase (°)');
xlim([-180 180]); % configuro el eje de -180 a 180 grados
set(gca, 'XTick', -180:45:180); % configuro las etiquetas del eje horizontal
ylabel('Tensión de salida (mV)');
text(media_desfase, out, '\leftarrow Vout', 'HorizontalAlignment', 'left') % indico el punto de trabajo

function [out, out_delay, media_desfase, var_desfase] = adquisicion(m, in, in_delay, ruido)

% Funcion para simular una adquisición de datos varias veces, en modo
% average. Como las señales no variaran, lo único que varía es el ruido
% blanco que haya. El bucle genera m repeticiones de señales ruidosas.
% * Parametros:
% * m: numero de veces que se adquiriran datos.

```



```

% * in: señal sin ruido ni retardo de entrada.
% * in_delay: señal sin ruido pero con retardo de entrada.
% * ruido = [on/off, SNR]: vector fila de dos elementos que añade ruido
% blanco gaussiano. on/off -> 1 o 0 respectivamente. SNR -> valor en dB's
% de la SNR entre la señal y el ruido.
%
% * Variables de salida:
% * out: señal de salida sin retardo.
% * out_delay: señal de salida con retardo.
% * media_desfase: valor medio del desfase despues de las adquisiciones.
% * var_desfase: varianza del desfase en las adquisiciones.
%

out = in;
out_delay = in_delay;

for i=1:m
    % si hay ruido, se lo añado
    if ruido(1) == 1
        out = awgn(in,ruido(2),'measured');
        out_delay = awgn(in_delay,ruido(2),'measured');
    end
    % Transformada de Hilbert de las señales de entrada
    out_h = hilbert(out);
    out_delay_h = hilbert(out_delay);
    % FFT de las transformadas de Hilbert
    OUT = fft(out_h);
    OUT_DELAY = fft(out_delay_h);
    maximo = max(OUT); %busco el punto maximo de la transformada, que sera mi frecuencia de entrada
    frec = find(OUT==maximo);
    desfase(i) = rad2deg(angle(OUT(frec) / OUT_DELAY(frec))); % desfase entre las señales de entrada
    if ruido(1) == 0
        break % Si no hay ruido no es necesario hacer mas repeticiones
    end
end

media_desfase = mean(desfase);
var_desfase = var(desfase);

```

```
function [h] = hilberto(x)

Nh = length(x);
X=fft(x,Nh);

h=ifft([X(1) 2*X(2:Nh/2) X(Nh/2+1) zeros(1,Nh/2-1)],Nh);
```